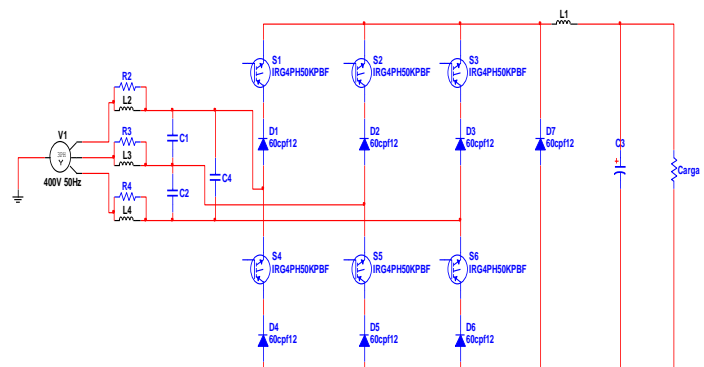


Pedro José Correia
Miguel Abreu

Carregador de Baterias Trifásico de 5kW com Fator de Potência Unitário



Dissertação apresentada para
cumprimento dos requisitos
necessários à obtenção do grau
de Mestre em Engenharia Eletro-
técnica e Computadores realiza-
da sob a orientação científica do
Doutor José Henrique Querido
Maia e co-orientação científica
do Mestre Sérgio Fernando
Pereira Delgado de Sousa

Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécni-
ca e de Computadores – perfil de Energias Renová-
veis e Sistemas de Potência

Dezembro de 2012

Dedico este trabalho a todos os que pelo seu esforço e trabalho tentam alcançar um meio de tornar o mundo melhor, quer seja no âmbito da engenharia como noutros campos do conhecimento.

Agradecimentos

Gostava de agradecer, em primeiro lugar, ao Professor Sérgio Sousa, pela paciência e tempo dedicado. Pelo seu entusiasmo contagiante e pelos conhecimentos transmitidos, não apenas académicos, que estou certo, me vão acompanhar no resto da vida.

Ao Professor José Maia, pela dedicação e partilha de conhecimentos da sua vasta experiência sem os quais não conseguiria ter superado muitos dos desafios e problemas com que me deparei ao longo da execução desta dissertação.

A todos os auxiliares de laboratório e professores da EST, que me facilitaram o laboratório, ferramentas e me apoiaram nas alturas de maior desespero.

Aos meus familiares pelo apoio moral e compreensão, sem a qual não conseguiria a paz de espírito para alcançar este objetivo.

Finalmente, aos amigos e colegas que me acompanharam em todo este processo, estando sempre disponíveis para ajudar a ultrapassar as situações adversas.

Resumo

Foi elaborada a construção de um protótipo de um carregador de baterias de 5kW baseado num retificador. O controlo é feito através do modo de deslizamento. Nesta dissertação são apresentados todos os cálculos de dimensionamento, testes efetuados e resultados experimentais. A aproximação do fator de potência unitário é atingida em simulação de MATLAB. É descrito o modo como o protótipo atinge essa aproximação.

Palavras-chave: fator de potência unitário, baterias, retificador trifásico, dq0, veículos elétricos, dspic30f4011

Abstract

A prototype of a 5kW battery charger based on a rectifier was built and tested. Control is accomplished via sliding mode. This dissertation presents all necessary calculations, tests and experimental results. The approaching to unity power factor is achieved in MATLAB simulation. It is described how the prototype achieves this approximation.

Keywords: unity power factor, battery, three phase rectifier, dq0, electric vehicles, dsPIC30F4011

Índice

Agradecimentos	ii
Resumo	iii
Abstract	iv
Índice	v
Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xiii
Lista de Siglas e Acrónimos	xiv
Capítulo 1	1
Introdução	1
1.1. Preâmbulo	1
1.2. Baterias	2
1.2.1. Aplicações de baterias	2
1.2.2. Tipos de baterias	6
1.3. Carregadores de Baterias	7
1.3.1. Tipos de Carregadores	7
1.3.2. Medidas de desempenho de carregadores	8
Capítulo 2	10
Baterias e Carregadores	10
2.1. Sistema de carregamento genérico	10
2.2. Topologias de carregadores	11
2.2.1. Retificadores a díodos	11
2.2.2. Retificadores multipulso	13
2.2.3. Retificadores híbridos	15
2.2.4. Retificadores ativos de correção de fator de potência	16
2.2.4.1. Sistemas de fase modular	16
2.2.4.2. Sistemas trifásicos diretos	18
2.2.4.2.1. Tipo Boost	18
2.2.4.2.2. Tipo Buck	20
2.2.4.2.3. Tipo Buck-Boost	21
2.3. Controlo e Comando de retificadores	23
2.3.1. Controlo	23
2.3.2. Comando de carregadores	24

2.3.2.1. Onda completa.....	24
2.3.2.2. Modulação PWM.....	27
2.4. Baterias de tração	29
2.4.1. Parâmetros de medição de desempenho de baterias	32
2.4.2. Métodos de carregamento de baterias	33
2.4.3. Estágios de carga	34
2.4.4. Tipos de carga	35
Capítulo 3	36
Topologia do carregador	36
3.1. Topologia proposta.....	36
3.1. Modelação do conversor	37
3.1.1. Filtro de entrada.....	38
3.1.2. Comutação dos braços do retificador	42
3.1.3. Conversor de potência	43
3.2. Controlo por modo de deslizamento	46
3.2.1. Teoria de controlo	46
3.2.2. Aplicação da teoria ao programa.....	48
3.2.3. Algoritmo Tensão Alfa Beta.....	48
3.2.4. Algoritmo de Corrente Alfa Beta	50
3.2.5. Algoritmo de Corrente DQ	50
3.2.6. Cálculo de P e Q.....	51
3.2.7. O fluxograma real do cálculo dos algoritmos	51
3.2.7.1. Zonas de tensão	53
3.2.7.2. Controlo independente de I_q e I_d	55
3.2.7.3. Solução implementada.....	56
3.3. Cálculos de dimensionamento	57
3.3.1. Corrente em cada um dos braços.....	57
3.3.2. Dimensionamento dos dissipadores	59
3.3.2.1. Potência dissipada nos IGBT	60
3.3.2.2. Potência dissipada nos díodos série.....	61
3.3.2.3. Potência dissipada no díodo roda livre	62

3.3.2.4. <i>Potência absorvida</i>	63
3.3.2.5. <i>Cálculo das resistências térmicas e dissipadores</i>	63
3.3.2.5.1. <i>IGBT e diodo série</i>	63
3.3.2.5.2. <i>Diodo roda livre</i>	66
3.3.3. <i>Filtro de saída</i>	67
3.3.4. <i>Filtro de entrada</i>	68
3.3.5. <i>Placas de circuito impresso do conversor</i>	70
3.3.5.1. <i>Placa de adaptação dos sinais de tensão de entrada</i>	70
3.3.5.2. <i>Placa dos drivers</i>	71
3.3.5.3. <i>Placa das correntes de entrada</i>	72
3.3.5.4. <i>Fonte de alimentação</i>	73
3.3.5.5. <i>Placa do microcontrolador</i>	73
Capítulo 4	75
Resultados	75
4.1. Simulação de MATLAB	75
4.1.1. <i>Bloco de controlo</i>	76
4.1.2. <i>Simulação com prioridade a I_q (quadratura)</i>	77
4.1.3. <i>Simulação com prioridade a I_d (direta)</i>	79
4.1.4. <i>Simulação com prioridade a I_d e I_q</i>	81
4.1.5. <i>Vetores prioridade dq em plena carga</i>	83
4.2. Ensaios Laboratoriais	86
4.2.1. <i>Ensaio com prioridade a I_q (quadratura)</i>	88
4.2.2. <i>Ensaio com prioridade a I_d e I_q</i>	90
4.2.2.1. <i>Variação da histerese da corrente I_d</i>	93
4.2.2.2. <i>Variação da histerese da corrente I_q</i>	93
4.3. Comparação entre simulação Matlab e experiência laboratorial	95
4.3.1. <i>Controlo com prioridade à corrente I_q</i>	95
4.3.2. <i>Controlo com prioridade às correntes I_d e I_q</i>	96
4.4. Resultados com condensador na saída e aumento da bobina	97
Capítulo 5	99
Conclusões	99
Bibliografia	101

Anexo A.	1
Esquemas Eletrônicos	1
Anexo B.	1
Placas de circuito impresso	1
Anexo C.	1

Lista de Figuras

Figura 1-1 Sistema de carga(1)	2
Figura 1-2 Configuração de veículos elétricos híbridos (2).....	3
Figura 1-3 Banco de baterias da estação da Pensilvânia (EUA) (3)	4
Figura 1-4 Comboio de alta velocidade <i>Siemens Velaro</i> (4).....	5
Figura 1-5 Comboio de alta velocidade <i>Siemens Velaro</i> – esquema elétrico (4)	5
Figura 1-6 Tipos de retificadores trifásicos	7
Figura 2-1 Esquema de carregamento de uma bateria	10
Figura 2-2 Retificador a díodos com indutância do lado CC(6)	12
Figura 2-3 Retificador a díodos com indutância do lado CA(6).....	12
Figura 2-4 Retificador com injeção da Terceira harmónica(7)	13
Figura 2-5 Retificador com transformador isolado e bobina interfásica no lado CC (8)	14
Figura 2-6 Retificador passivo de 24 pulsos (9)	14
Figura 2-7 Retificador de 12 pulsos híbrido(10)	15
Figura 2-8 Retificador controlado em estrela(11)	16
Figura 2-9 Retificador PFC ligado em Triângulo (12)	17
Figura 2-10 Retificador trifásico baseado em transformador Scott(13)	17
Figura 2-11 Retificador Vienna	18
Figura 2-12 Retificador de interruptores em triângulo (Δ switch)	19
Figura 2-13 Comparação de retificadores tipo boost(6)	19
Figura 2-14 Retificador Suíço (<i>Swiss</i>).....	20
Figura 2-15 Retificador <i>buck</i> de 6 interruptores	20
Figura 2-16 Comparação de retificadores tipo <i>buck</i> (6).....	21
Figura 2-17 Retificador <i>buck-boost</i> (6).....	21
Figura 2-18 Controlo em cadeia aberta	23
Figura 2-19 Controlo em cadeia fechada	23
Figura 2-20 Retificador trifásico a díodos.....	24
Figura 2-21 Retificador a díodos (em cima ondas de entrada em baixo saída CC).....	25

Figura 2-22 Ângulo de disparo 0°	26
Figura 2-23 Ângulo de disparo 30°	26
Figura 2-24 Ângulo de disparo 60°	26
Figura 2-25 Ângulo de disparo 75°	27
Figura 2-26 Modulação PWM – 80%	28
Figura 2-27 Modulação PWM – 5%	28
Figura 2-28 Comparação de densidades de energia de tecnologias de baterias(16)	29
Figura 2-29 Evolução de tecnologia de baterias (16)	30
Figura 2-30 Comparação do desempenho das tecnologias mais modernas(20)	31
Figura 2-31 Bateria WB-LYP700AHA da Winston battery	31
Figura 2-32 Carga de uma bateria Li-ion genérica	34
Figura 3-1 Esquema de potência proposto para o retificador trifásico com fator de potência unitário	36
Figura 3-2 Esquema do conversor em Matlab/Simulink	37
Figura 3-3 Referenciais abc-alfa_beta e alfa_beta dq0	47
Figura 3-4 Diagrama de blocos do processo básico.....	51
Figura 3-5 Zonas de tensão	53
Figura 3-6 Zonas de tensão com as tensões simples	54
Figura 3-7 Esquema térmico de diodo e IGBT no mesmo dissipador	64
Figura 3-8 Dissipador 000MD da Aavid Thermalloy	65
Figura 3-9 Dissipador 60565 da Aavid Thermalloy	65
Figura 3-10 Dissipador 62325 da Aavid Thermalloy	66
Figura 3-11 Efeito da Ventilação forçada nos dissipadores	66
Figura 3-12 Amplificador subtrator.....	70
Figura 3-13 Evolução da conversão de um período de uma tensão trifásica (eixo das ordenadas graus, eixo das coordenadas volt)	71
Figura 3-14 Gráfico de conversão de corrente - tensão para várias configurações do sensor (eixo de ordenadas ampere, eixo de coordenadas volt)	73
Figura 4-1 Esquema MATLAB do conversor.....	75
Figura 4-2 Bloco de controlo	76
Figura 4-3 Sub-bloco controlo do retificador	76

Figura 4-4 Saída na carga – controle independente I_q	77
Figura 4-5 Correntes de entrada e tensão V_a – controle independente I_q	78
Figura 4-6 Correntes direta e em quadratura – controle independente I_q	78
Figura 4-7 Zonas de tensão e vetores – controle independente I_q	79
Figura 4-8 Saída na carga – controle independente I_d	80
Figura 4-9 Correntes de entrada e tensão V_a – controle independente I_d	80
Figura 4-10 Correntes direta e em quadratura – controle independente I_q	80
Figura 4-11 Zonas de tensão e vetores – controle independente I_q	81
Figura 4-12 Saída na carga – controle dq	81
Figura 4-13 Correntes de entrada e tensão V_a – controle dq	82
Figura 4-14 Correntes direta e em quadratura – controle dq	82
Figura 4-15 Zonas de tensão e vetores – controle dq	83
Figura 4-16 Saída na carga – controle dq plena carga.....	84
Figura 4-17 Correntes de entrada e tensão V_a – controle dq plena carga.....	84
Figura 4-18 Correntes direta e em quadratura – controle dq plena carga.....	84
Figura 4-19 Zonas de tensão e vetores – controle dq plena carga	85
Figura 4-20 Esquema de posicionamento dos componentes do protótipo	86
Figura 4-21 Placas de controle.....	86
Figura 4-22 Encaminhamento de sinais no conversor.....	87
Figura 4-23 Comparação corrente e tensão de entrada carga a 20% e 10% controle I_q	89
Figura 4-24 Comparação corrente e tensão de saída carga a 20% e 10% controle I_q	89
Figura 4-25 Comparação correntes trifásicas de entrada carga a 20% e 10% controle I_q	90
Figura 4-26 Comparação corrente e tensão de entrada $I_d=6000$ e $I_d=3000$ controle I_q e I_d	91
Figura 4-27 Comparação corrente e tensão de saída $I_d=6000$ e $I_d=3000$ controle I_q e I_d	92
Figura 4-28 Comparação correntes trifásicas de entrada $I_d=6000$ e $I_d=3000$ controle I_q e I_d	92
Figura 4-29 Comparação corrente e tensão de entrada I_{d1000} e I_{d50} controle I_q e I_d	93
Figura 4-30 Comparação corrente e tensão de entrada I_{q1000} e I_{q10} controle I_q e I_d	94
Figura 4-31 Comparação Matlab e Laboratório controle q	95
Figura 4-32 Comparação ondas de saída Matlab e Laboratório controle dq	96

Figura 4-33 Comparação ondas trifásicas de entrada Matlab e Laboratório controlo dq.....	96
Figura 4-34 Comparação ondas corrente e tensão de entrada Matlab e Laboratório controlo dq.....	97
Figura 4-35 Comparação saída 20% e saída 10% de carga	98
Figura A-1 Adaptação sinais de tensão	2
Figura A-2 Circuito do microcontrolador	3
Figura A-3 Drivers.....	4
Figura A-4 Esquema de potência	5
Figura A-5 Circuito elétrico por fase, esquema de ligações implementado e esquemas de ligação possíveis	6
Figura B-1 Placa sinais de tensão	2
Figura B-2 Placa sinais de tensão 2D.....	2
Figura B-3 Placa microcontrolador	3
Figura B-4 Placa microcontrolador 2D	3
Figura B-5 Placa drivers.....	4
Figura B-6 Placa drivers 2D	4
Figura C-1 Dissipadores.....	2
Figura C-2 Montagem da ponte de IGBT's	2
Figura C-3 Placas de controlo	2
Figura C-4 Protótipo em testes.....	3

Lista de Tabelas

Tabela 2-1 Tecnologias de baterias e caraterísticas	35
Tabela 3-1 Relação entre as correntes e tensões nos elementos do circuito	37
Tabela 3-2 Interruptores espaço de estados.....	44
Tabela 3-3 Zonas de tensão.....	53
Tabela 3-4 Tabela de vetores.....	54
Tabela 3-5 Vetores de controlo independente de I_q	55
Tabela 3-6 Vetores de controlo independente de I_d	55
Tabela 3-7 Vetores de deslizamento	56
Tabela 3-8 Extracto do <i>datasheet</i> dos IGBT's – características de comutação.....	60
Tabela 3-9 Extracto do <i>datasheet</i> dos IGBT's – características térmicas	60
Tabela 3-10 Extrato do <i>datasheet</i> dos díodos.....	61
Tabela 4-1 Resistências de carga e potência de saída associada	88
Tabela 4-2 Valores de corrente de saída controlo dq	92

Lista de Siglas e Acrónimos

<i>BMS</i>	<i>Battery Monitoring System – Sistema de Monitorização de Baterias</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DOD	<i>Depth of discharge – profundidade da descarga</i>
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle – Veículo elétrico híbrido; ver VEH</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor – Transístor bipolar de porta isolada</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation – modulação por largura de impulso</i>
ROV	<i>Remote Operated Vehicule – Veículo operado remotamente</i>
SOC	<i>State of charge – estado da carga</i>
SOH	<i>State of health – estado da bateria</i>
<i>SPWM</i>	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation – modulação PWM sinusoidal</i>
<i>SVPWM</i>	<i>Sinusoidal Vetorial Pulse Width Modulation – modulação vetorial sinusoidal</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion – Taxa de Distorção harmónica</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply – Fonte de alimentação ininterrupta</i>
VA Rating	<i>Volt Ampere Rating – potência aparente</i>
VEH	Veículo elétrico híbrido – ver HEV

Lista de Símbolos

ω	Velocidade angular
ϕ_i	Ângulo de desfasamento entre a corrente e a tensão
η	Rendimento
γ	Regime de comutação
θ	Ângulo de rotação
δ	Razão cíclica
I_{rms}	Valor eficaz da corrente
V_{rms}	Valor eficaz da tensão
I_{max}	Valor máximo da corrente
V_{max}	Valor máximo da tensão
T	Tempo
P	Potência Ativa
S	Potência aparente
Q	Potência reativa
S_{xy}	Interruptor ramo x braço y
V_d	Tensão - componente direta
I_q	Corrente - componente em quadratura
V_q	Tensão - componente em quadratura
I_d	Corrente - componente direta
V_α	Tensão alfa no referencial alfa beta
V_β	Tensão beta no referencial alfa beta
I_α	Corrente alfa no referencial alfa beta
I_β	Corrente beta no referencial alfa beta

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo será dada uma introdução histórica da necessidade de baterias, uma abordagem às diversas aplicações de baterias e aos carregadores de baterias.

1.1. Preâmbulo

O consumo de energia elétrica tem subido exponencialmente. Ao mesmo tempo, os utilizadores tornaram-se mais exigentes, querendo equipamentos de menor dimensão e maior eficácia. A Engenharia Eletrotécnica tentou solucionar estes fatores recorrendo à utilização de novas soluções baseadas em eletrónica de potência. A proliferação de veículos elétricos exigirá num futuro próximo a adoção de soluções deste tipo, para que os abastecimentos em massa não tenham efeito na qualidade da energia fornecida aos restantes consumidores.

O trabalho experimental elaborado tem como objetivo colmatar essas possíveis interferências, aproximando a forma de onda da corrente de entrada à da tensão (sinusoidal) de um retificador trifásico, tendo em vista a carga de baterias de grande capacidade. As baterias têm aplicações muito diversificadas, tendo ocupado um importante lugar na acumulação de energia. A sua aplicação irá ser exposta nos subcapítulos seguintes, em primeiro lugar, por setores de atividade e em seguida pelo tipo de baterias. O retificador foi dimensionado para uma potência de saída de 5kW, com uma tensão máxima de 100 V e uma corrente máxima de 50 A.

O controlo do retificador é realizado através de um microcontrolador Microchip DSPIC 30F4011, que mediante a amostra das tensões e correntes trifásicas de entrada e posterior cálculo das componentes diretas e em quadratura das correntes de entrada é possível manter o fator de potência do retificador próximo do fator de potência unitário.

O dimensionamento dos componentes do sistema estará presente nesta tese, assim como os desenvolvimentos teóricos. O protótipo foi construído integralmente nos laboratórios da ESTSetúbal/IPS e foi sofrendo adaptações para melhorar o seu desempenho ao longo dos trabalhos experimentais.

1.2. Baterias

1.2.1. Aplicações de baterias

1.2.1.1 VEÍCULOS ELÉTRICOS

Em 1900, nos Estados Unidos da América, existiam 1575 automóveis elétricos, 1684 automóveis a vapor e apenas 936 utilizavam motores de combustão alimentados por combustíveis derivados do petróleo. Nos dias de hoje podem parecer estranhos estes dados mas são verdadeiros. Infelizmente, durante o século XX os veículos elétricos (VEs) não acompanharam a grande evolução dos veículos com motor de combustão, principalmente devido à dificuldade no armazenamento da energia elétrica a bordo dos veículos.

Atualmente, o elevado custo do petróleo, juntamente com os graves problemas ambientais causados pela combustão de combustíveis fósseis, obrigam à procura de “combustíveis ecológicos”, colocando os automóveis elétricos novamente na ordem do dia.

As baterias no setor automóvel ficaram praticamente relegadas para segundo plano, sendo utilizadas como fonte de energia para a iluminação do veículo e do motor de arranque, constituindo assim um fator importante para substituir a mão-de-obra humana no arranque de motores mecânicos (ver fig. 1-1).

Com a evolução do setor, as baterias foram utilizadas também para alimentar os diversos meios de auxílio à manobra dos veículos, sendo carregadas por energia gerada através do movimento mecânico do motor por meio de dínamos ou alternadores.

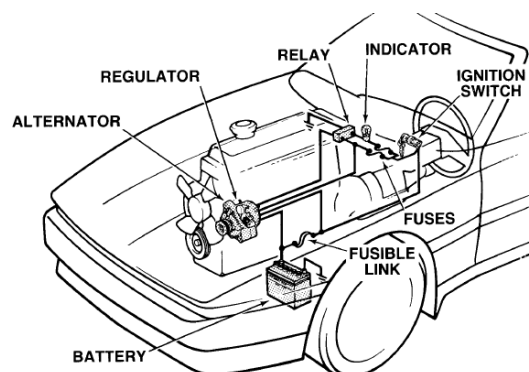


Figura 1-1 Sistema de carga(1)

Hoje em dia a importância da bateria é de tal forma primordial, que chega a ser a fonte principal de energia para a locomoção do veículo, sendo neste momento uma alternativa aos motores de explosão e combustão, estes de total dependência de combustíveis fósseis.

A energia elétrica em veículos é vista como uma opção limpa, o que é verdade desde que esta seja de origem renovável. No entanto a sua parcela ambiental fica dependente dos combustíveis que são gastos na produção dessa energia. No caso português o *mix* da produção de energia elétrica é favorável à utilização de veículos elétricos, dado a parcela de utilização de energias renováveis na produção de eletricidade já ser bastante significativa.

Dos veículos elétricos destacam-se dois tipos de veículos: os totalmente elétricos: sem motor de combustão e os híbridos (HEV – *hybrid electric vehicle* ou em português VEH – veículo elétrico híbrido). Existem duas configurações básicas de veículos elétricos: a série e a paralela (ver fig. 1-2).

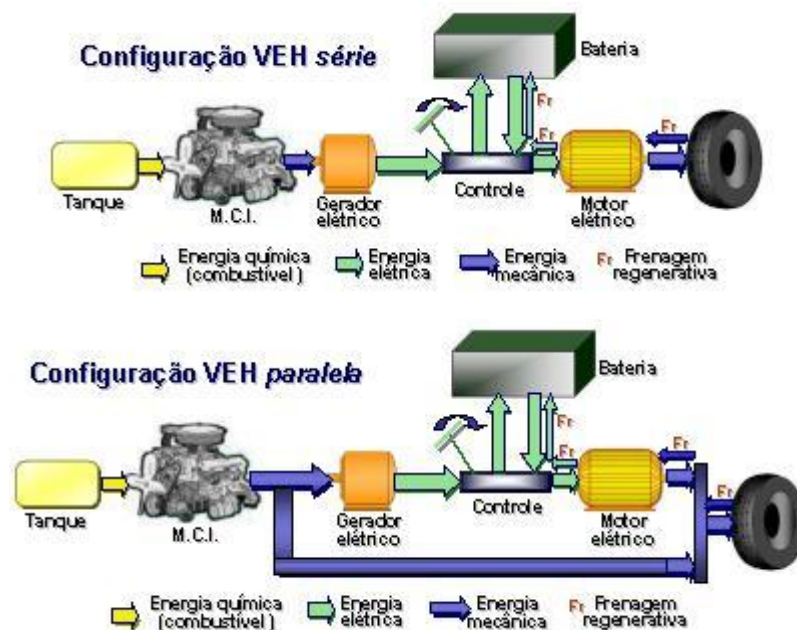


Figura 1-2 Configuração de veículos elétricos híbridos (2)

Pode-se constatar que a diferença entre as duas configurações do VEH é o acionamento da tração, que na série é feita apenas pelo motor elétrico e na paralela existe uma contribuição conjunta entre tração mecânica e elétrica. Nas duas o motor de combustão aciona um gerador para fornecimento de energia à bateria e ao motor elétrico.

No caso dos veículos totalmente elétricos a importância das baterias e dos seus sistemas de carregamento eleva são o seu sistema fornecedor de energia principal.

No entanto de forma a tornar os sistemas mais autónomos todos os veículos elétricos, quer os híbridos como os totalmente elétricos possuem hipótese de carregamento externo das baterias, a partir da rede pública.

1.2.1.2 SETOR FERROVIÁRIO

O setor ferroviário tem uma aplicação elétrica muito mais antiga do que o setor automóvel visto que desde cedo se constatou a vantagem económica da alimentação das linhas com catenárias elétricas. A facilidade desta implementação prende-se com a rigidez de locomoção das composições, movem-se sempre em percursos limitados pelas ferrovias. Muitas das soluções aplicadas nos veículos automóveis têm como base soluções adotadas para o setor ferroviário.

A utilização de baterias neste setor tem a ver com a travagem regenerativa das composições. Quando o sistema de alimentação não permite a travagem regenerativa, isto é, o conversor eletrónico de potência não permite o envio da energia para a rede elétrica quando um comboio efetua uma travagem, podem ser implementados sistemas de armazenamento da energia de travagem, energia esta, que é novamente aproveitada no arranque da composição. Com esta solução, para além da poupança de energia, também se verifica uma poupança na manutenção dos sistemas mecânicos de travagem do comboio.

Neste momento estão a ser implementados grupos de baterias para aproveitar a energia de travagem das composições (ver pormenor fig. 1-3). Desta forma consegue-se diminuir os picos de consumo e consequentemente a fatura a pagar pelas companhias ferroviárias.



Figura 1-3 Banco de baterias da estação da Pensilvânia (EUA) (3)

Outra utilização da travagem regenerativa é a acumulação de energia por meio de acumuladores (baterias ou supercondensadores), instalados no próprio veículo, permitindo que as composições elétricas circulem em segmentos onde não é economicamente viável instalação de catenárias (túneis, centros históricos de cidades e outros). Os comboios de alta velocidade possuem baterias de alimentação dos circuitos auxiliares nas composições, normalmente com um barramento CC interior com inversores para alimentação destas unidades.

As composições da Siemens, na serie *Velaro*, na figura 1-4, são um exemplo disso. É de salientar que três carruagens são dedicadas totalmente à transformação elétrica.

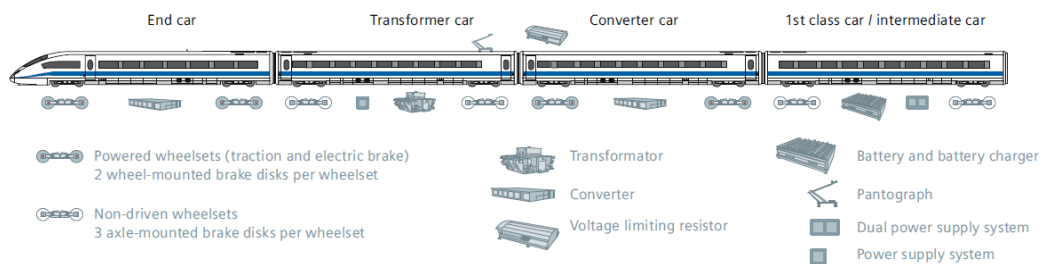


Figura 1-4 Comboio de alta velocidade *Siemens Velaro* (4)

O sistema de tração tem tido amplas modificações ao longo do tempo, passando dos motores CC para motores trifásicos acionados por inversores. O sistema de travagem também tem tido algumas alterações passando de travagem por inserção de resistências para travagem regenerativa, com injeção de energia na rede. A figura 1-5 representa o esquema elétrico de uma composição *Siemens Velaro*. Pode-se observar o barramento CC a alimentar inversores para os circuitos auxiliares e o sistema de tração alimentado a CA.

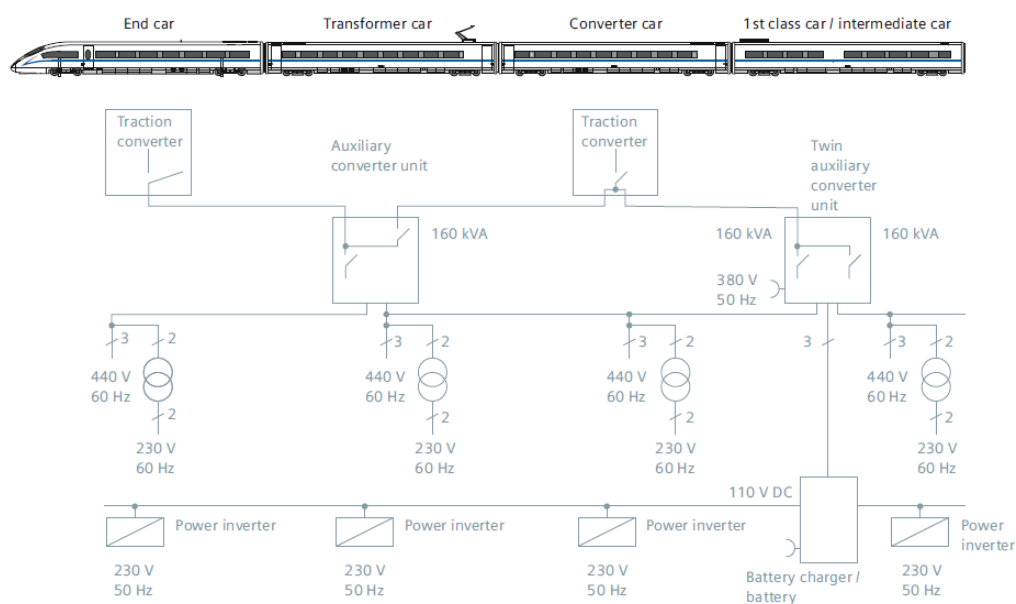


Figura 1-5 Comboio de alta velocidade *Siemens Velaro* – esquema elétrico (4)

1.2.1.3 OUTROS SETORES

A aplicação de baterias noutros setores de atividade é imensa. Apresentam-se em seguida algumas aplicações das baterias com capacidade considerável:

- UPS (*uninterruptible power supply*);
- Armazenamento de energia de painéis solares;
- Aplicações militares;
- Baterias para sistemas de comunicações;
- Baterias de alimentação de meios propulsores (submarinos e navios oceanográficos);
- Armas (ex. torpedos);
- ROV's (*remote operated vehicule*);
- Aplicações ao nível do desporto;
- Motores fora de borda (embarcações de recreio);
- Motores de atracção de embarcações de médio porte;
- Carrinhos de *golf*;
- Indústria;
- Empilhadores;
- Motores auxiliares de atracção de *ferryboats* e transatlânticos;
- Sistemas de compensação de potência reativa;
- Doméstico;
- Sistemas de emergência em elevadores (sistema *Nobreak* da *ThyssenKrupp* Elevadores);
- Sistemas de segurança, vigilância e alarme de condomínios.

Constata-se que a aplicação de baterias acaba por ser tão vasta que vai dos meios de emergência até a aplicações específicas onde é necessária energia sem acesso a ar (impossibilidade de recorrer a motores mecânicos de explosão ou combustão) ou necessária propulsão lenta, silenciosa e precisa.

1.2.2. Tipos de baterias

Existem três grandes grupos de baterias de grande capacidade, quanto à sua utilização(5):

- Baterias de arranque – aplicam-se onde é necessária uma grande capacidade de descarga momentânea (tal como no arranque de motores de combustão interna);
- Baterias estacionárias – aplicam-se onde é exigida uma tensão estável ao longo da descarga (como por exemplo alimentações ininterruptas);
- Baterias de tração – aplicam-se onde é exigida uma grande capacidade de descarga, aliada a tensões não normalizadas (nomeadamente sistemas automotivos).

1.3. Carregadores de Baterias

1.3.1. Tipos de Carregadores

Os carregadores de baterias são genericamente retificadores, isto é, são alimentados a partir de uma tensão alternada e fornecem à sua carga uma tensão ou corrente contínua, mediante a finalidade a que se destina. Neste trabalho vão ser enunciados primariamente retificadores alimentados por tensões trifásicas equilibradas.

Uma possível classificação pode ser efetuada em termos de sistemas passivos (constituídos primariamente por dispositivos de potência de comutação natural), sistemas com correção ativa do fator de potência e sistemas híbridos. A fig. 1-6 resume as diversas vertentes das topologias de retificadores.

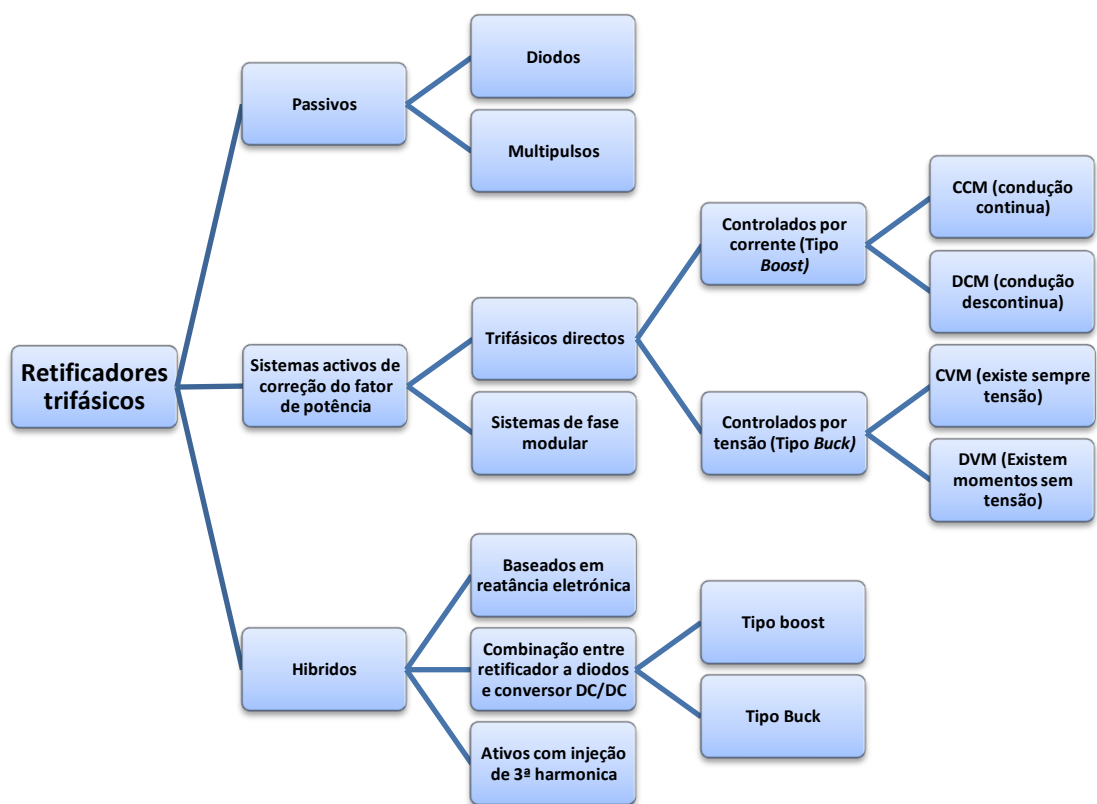


Figura 1-6 Tipos de retificadores trifásicos

A quantidade de modelos de carregadores e os estudos associados aumentou bastante com o aparecimento dos veículos elétricos. Numa primeira fase a evolução deveu-se à necessidade de aumentar o rendimento do retificador, e mais tarde foi tomado em linha de conta o impacto causado por dispositivos deste tipo na rede de distribuição elétrica.

1.3.2. Medidas de desempenho de carregadores

As medidas de desempenho de carregadores prendem-se com a sua capacidade de fornecer energia de uma forma ininterrupta sem perturbar a rede de alimentação e com o melhor rendimento possível.

A taxa de distorção harmónica (THD) é um dos mais importantes fatores de desempenho dos conversores de potência (27). Esta medida tem a ver com a forma de onda em comparação com uma onda sinusoidal pura (ver equação 2.1). Note-se que neste trabalho é assumido que a tensão de alimentação trifásica é completamente sinusoidal, e todos os elementos relacionados com THD, e outros, tem apenas a ver com as harmónicas da corrente de alimentação.

$$THD = \frac{P_{harmonicas}}{P_{fundamental}} \quad (2.1)$$

A taxa de distorção harmónica da corrente pode ser obtida através da equação 2.2.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{rms(n)}^2}}{I_{rms(1)}} \quad (2.2)$$

De um modo simplificado, quanto mais próximo for a THD do valor unitário maior a similaridade com uma onda completamente sinusoidal.

O fator de potência é outro elemento deveras importante, uma vez que relaciona a potência ativa (1ª harmónica) e a potência aparente (todas as harmónicas) e deve ser o mais próximo possível do valor unitário (ver equação 2.3).

$$PF = \frac{V_{rms} \cdot I_{rms(1)} \cdot \cos\varphi_1}{V_{rms} \cdot I_{rms}}. \quad (2.3)$$

O fator de potência, na entrada de um retificador, é a medida mais completa pois para além de entrar em conta com a forma da onda, analisa também o seu desfasamento em relação à primeira harmónica.

Simplificando a equação 2.3, é possível obter o FP em função apenas da corrente (eq. 2.4):

$$PF = \frac{I_{rms(1)} \cdot \cos\varphi_1}{I_{rms}}. \quad (2.4)$$

Tendo em conta a equação 2.5:

$$PF = \frac{I_{rms(1)}}{\sqrt{I_{rms(1)}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{rms(n)}^2}} \cdot \cos\varphi_1 \quad (2.5)$$

É possível obter o valor de FP em função da THD (ver equação 2.6).

$$PF = \frac{\cos\varphi_1}{\sqrt{1 + (TDH)^2}}. \quad (2.6)$$

Outro fator não menos importante é o rendimento do sistema, ou eficiência, relaciona a potência entregue à carga, com a consumida pelo sistema na sua totalidade, deve ser o mais alto possível (ver equação 2.7).

$$\eta = \frac{P_{entregue \text{ à carga}}}{P_{entregue \text{ à carga}} + P_{perdas}} \times 100\% \quad (2.7)$$

Capítulo 2

Baterias e Carregadores

Neste capítulo será elaborado uma introdução à composição de um carregador genérico, uma abordagem aos carregadores mais comuns e aos tipos de carga de baterias. Seguidamente será feita uma apresentação das tecnologias mais modernas em retificadores.

2.1. Sistema de carregamento genérico

Um sistema de carregamento genérico é composto dos seguintes componentes (fig. 2-1):

- [1] Fonte de corrente alternada
- [2] Retificação
- [3] Dispositivos de comando e controlo
- [4] Bateria

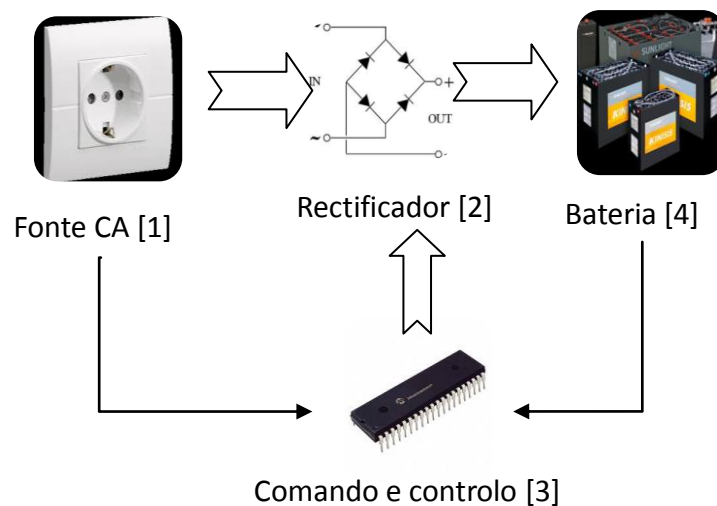


Figura 2-1 Esquema de carregamento de uma bateria

De uma forma básica a fonte CA fornece a energia necessária ao sistema, podendo ser a rede elétrica de distribuição, ou mesmo outro tipo de gerador de combustível fóssil ou de natureza renovável. O andar retificador é constituído por semicondutores que transformam a corrente CA em corrente CC.

O andar da bateria é a carga do sistema, absorve e acumula a energia emanada da fonte CA. O andar de comando e controlo recebe sinais e atua nos semicondutores do andar retificador para que a saída do andar retificador se comporte da forma desejada.

2.2. Topologias de carregadores

Tendo como referência a figura 1.6, do subcapítulo 1.3.1, tipo de retificadores irá fazer-se um resumo das diversas topologias referindo as diversas vertentes de cada ramo do esquema apresentado na figura.

Das tecnologias híbridas iremos apenas referir os diversos tipos, tendo em conta que acabam por ser uma junção de tecnologia passiva com interruptores semicondutores para melhorar a sua prestação.

2.2.1. Retificadores a díodos

Os retificadores a díodos são os mais simples existentes e baseiam-se em semicondutores não controlados. A variação da tensão na saída depende em exclusividade da amplitude da tensão de entrada. Devido a este fato estão na sua maioria, associados a transformadores redutores ou elevadores, de forma a darem na sua saída a tensão desejada. São de baixo custo e bastante difundidos em aplicações simples.

Existem três vertentes usuais:

- Retificador a díodos com indutância do lado CC
- Retificador a díodos com indutância do lado CA
- Retificador a díodos com injeção da 3ª harmónica

O modelo do retificador a díodos com indutância do lado CC pode ser observado na figura 2.2:

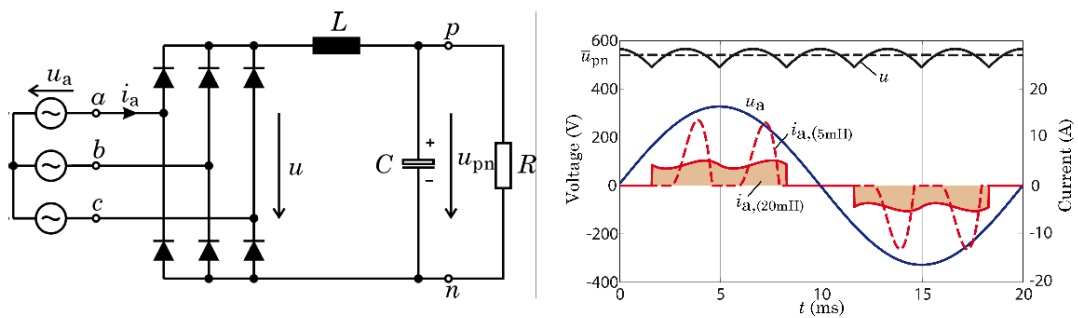


Figura 2-2 Retificador a díodos com indutância do lado CC(6)

A indutância no lado CC amortece a corrente de entrada, tornando-a mais constante no semi-ciclo correspondente ficando uma onda aproximadamente quadrada(6).

O modelo do retificador a díodos com indutância do lado CA é visível na figura 2.3:

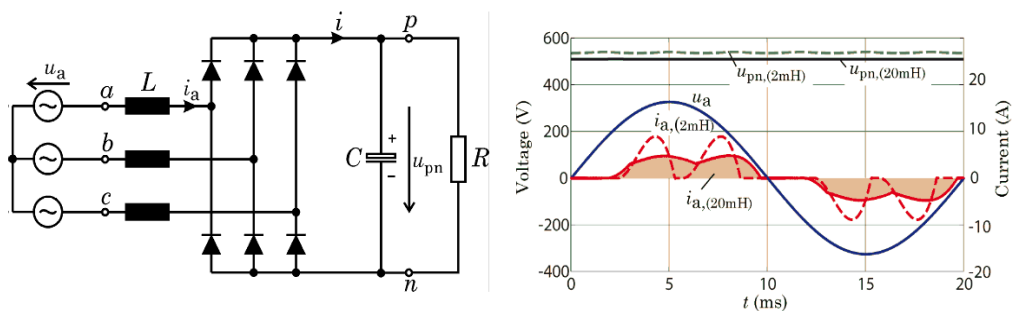


Figura 2-3 Retificador a díodos com indutância do lado CA(6)

Introduz um desfasamento φ superior ao conversor anterior entre a corrente e a tensão de entrada, mas a forma de onda é mais sinusoidal do que a da topologia anterior.

Os retificadores com injeção da terceira harmónica (ver fig. 2.4) utilizam uma amostragem das oscilações na saída e injetam-nas na entrada.

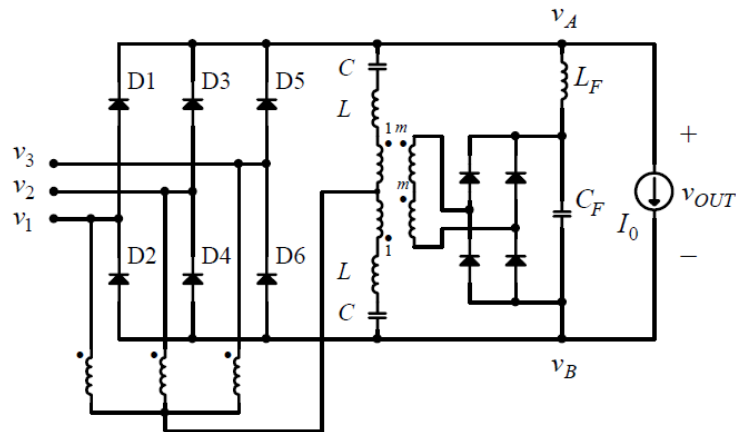


Figura 2-4 Retificador com injeção da Terceira harmónica(7)

A grande vantagem deste sistema é a capacidade de injetar uma amostra das oscilações da saída do andar retificador trifásico na entrada. É inserida uma oscilação de frequência tripla da fundamental (terceira harmónica), que ajuda a compensar a THD causada pelo retificador. O uso de um transformador encarece em muito o sistema; tem de ser de grande qualidade e equilibrado para exercer o efeito desejado.

2.2.2. Retificadores multipulso

Existem igualmente três topologias principais:

- Por transformador isolado ou auto transformador
- CA ou CC transformador inter-fase
- Multiplicação passiva de pulsos

Este estilo de retificador (ver fig. 2.5) conjuga dois dos tipos acima indicados. O transformador é de construção complexa (triângulo com dois secundários – um estrela e outro triângulo), tem dois andares trifásicos de retificação de diodos. A bobina interfásica conjuga as duas retificações pulsantes, tornando-as numa onda constante na saída.

Esta configuração tem a designação de retificador dodecafásico. É utilizado em subestações de tração com saída em CC (metropolitano)

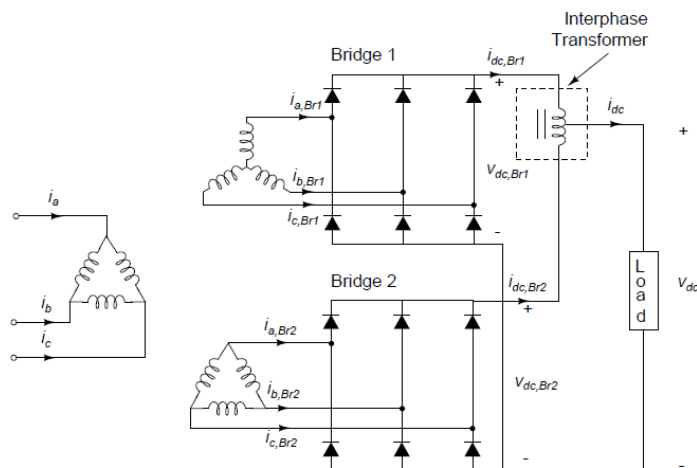


Figura 2-5 Retificador com transformador isolado e bobina interfásica no lado CC (8)

Como já foi referido tem construção onerosa e complexa, embora tenha algumas vantagens: reduz a THD em relação aos sistemas anteriormente vistos e faz isolamento galvânico entre a parte CC e CA, criando assim um sistema mais robusto.

Ainda mais complexo do que o anterior o retificador passivo apresentado de seguida utiliza um autotransformador (ver fig. 2.6).

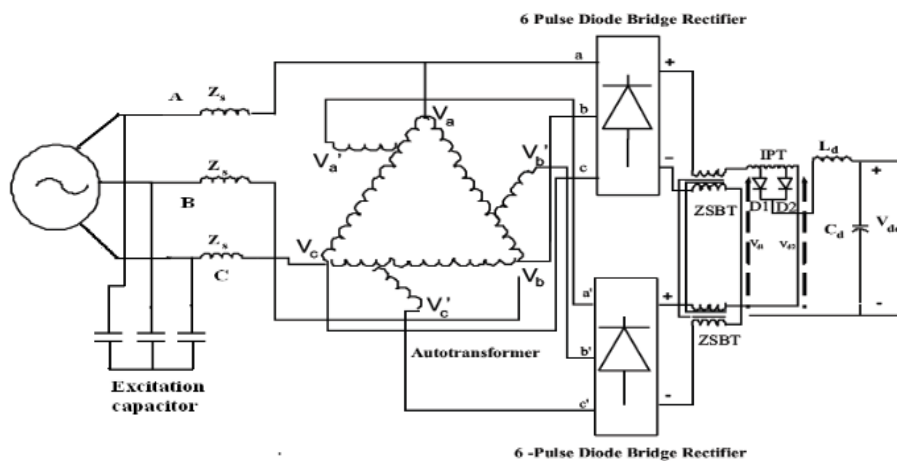


Figura 2-6 Retificador passivo de 24 pulsos (9)

As tensões são aplicadas diretamente a um dos retificadores, e o outro retificador recebe a amostragem vinda do autotransformador. Tem como vantagem ser menos oneroso que o anterior, mas continua a ser de construção complicada.

2.2.3. Retificadores híbridos

Os retificadores híbridos acabam por ser uma evolução dos passivos, trocando os díodos por elementos ativos, conseguindo assim ter a regulação de tensão na saída.

O retificador apresentado na fig. 2.7 associa a topologia de transformador isolado, com dois andares de retificação a tirístores, permitindo assim a regulação da saída por intermédio do ângulo de condução dos semicondutores.

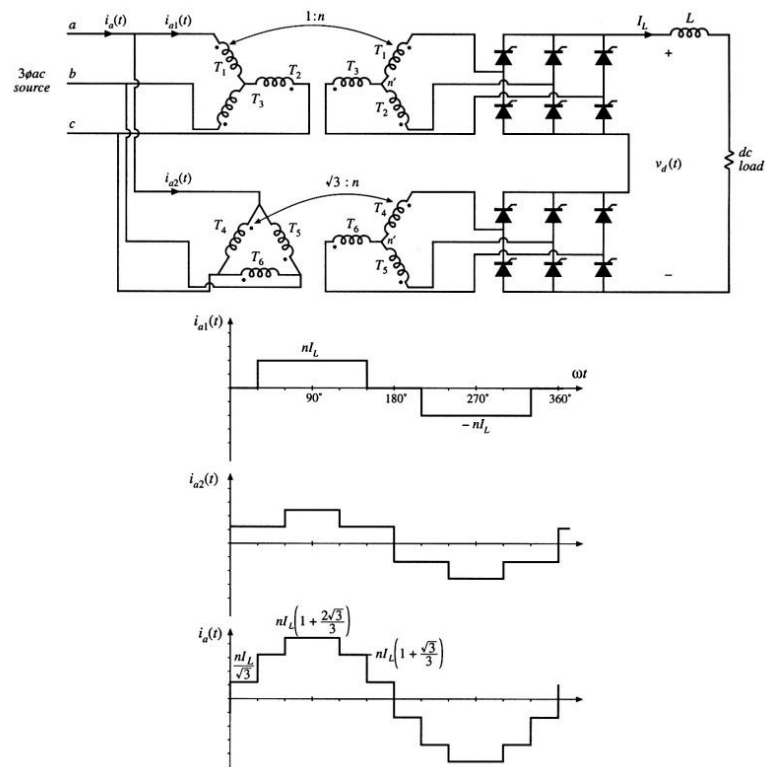


Figura 2-7 Retificador de 12 pulsos híbrido(10)

O sistema de controlo deste tipo de dispositivos acaba por ser limitado pois a condução é feita por ângulo, não podendo ser totalmente livre. Melhora o desempenho dos passivos, mas continua a ser muito oneroso e de construção difícil.

2.2.4. Retificadores ativos de correção de fator de potência

Os retificadores ativos distinguem-se dos restantes por utilizarem IGBT's, possibilitando a utilização de esquemas de comutação. Esta particularidade permite que para além da topologia aplicada, se consiga condicionar o comportamento do retificador.

2.2.4.1. Sistemas de fase modular

Os sistemas de fase modular consistem em dois andares de retificação, um a díodos e outro a semicondutores controlados. São sistemas onde se faz uma primeira retificação de onda completa, conseguindo-se a saída por junção das tensões geradas por cada ramo. O controlo da saída é feito através dos semicondutores controlados.

Existem também 3 tipos:

- Retificador em estrela
- Retificador em triângulo
- 3/2 fase - baseado em transformador com montagem *Scott*

Na figura 2-8 apresentada pode-se constatar que é feita uma retificação de onda completa de cada uma das fases e depois a regulação é feita através dos semicondutores controlados.

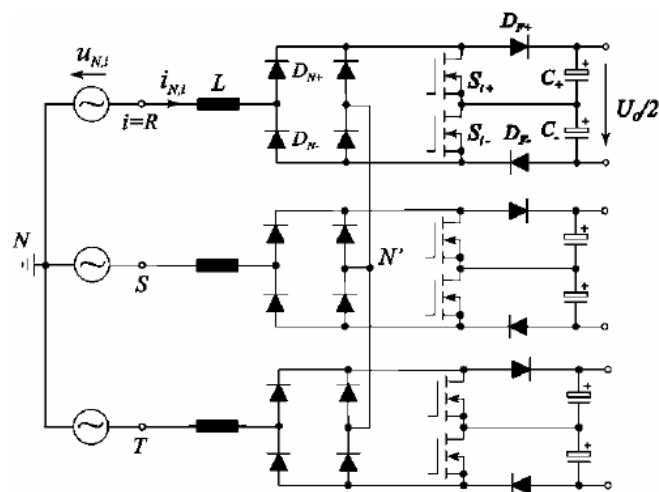


Figura 2-8 Retificador controlado em estrela(11)

No retificador ligado em triângulo, o princípio é o mesmo mas a tensão resultante da associação é sensivelmente o dobro da anterior (ver fig. 2.9).

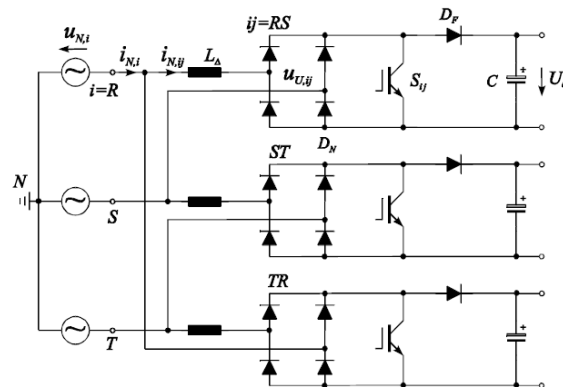


Figura 2-9 Retificador PFC ligado em Triângulo (12)

No retificador baseado em transformador Scott, as tensões trifásicas dão origem à saída do transformador duas tensões monofásicas. Estas são retificadas e a regulação é feita através dos semicondutores na saída (ver fig. 2.10)

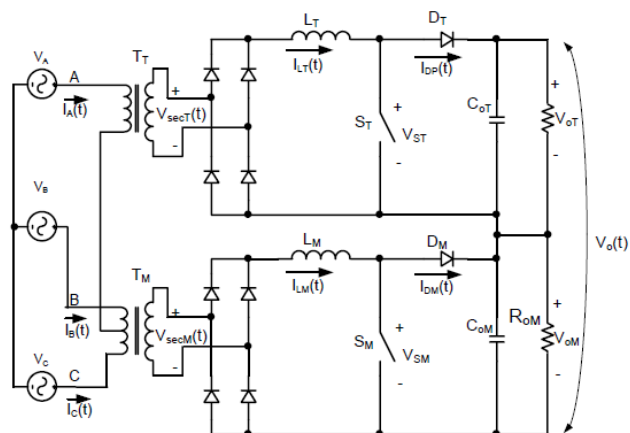


Figura 2-10 Retificador trifásico baseado em transformador Scott(13)

A existência de um grande número de semicondutores leva a que existam grandes perdas no sistema, reduzindo assim o seu rendimento.

2.2.4.2. Sistemas trifásicos diretos

São sem dúvida os mais eficientes, pois têm menor número de semicondutores, levando a menos perdas de condução e conseqüentemente melhor rendimento. São também dos mais viáveis economicamente, visto que o preço dos dispositivos auxiliares de disparo, número de semicondutores e dos transformadores encarece as soluções anteriores em relação às seguintes. Atingem menor complexidade e conseguem melhores resultados que os anteriores, mas exigem um grau de programação no projeto bastante elevado. O controle é elaborado mediante a ação dos semicondutores controlados. Existem dois tipos de configuração mediante o resultado que se quer na saída:

- Boost (elevador de tensão)
- Buck (reductor de tensão)

2.2.4.2.1. Tipo *Boost*

Nos retificadores tipo *boost* mais modernos existem dois tipos de topologia que são normalmente utilizadas: o retificador Vienna e o retificador de seis interruptores em triângulo (*delta rectifier*).

A configuração tipo *boost* permite a elevação da tensão de saída. A variação de tensão de saída neste tipo de retificadores é permitida apenas acima de $\sqrt{3} \times U_{simples}$ (6).

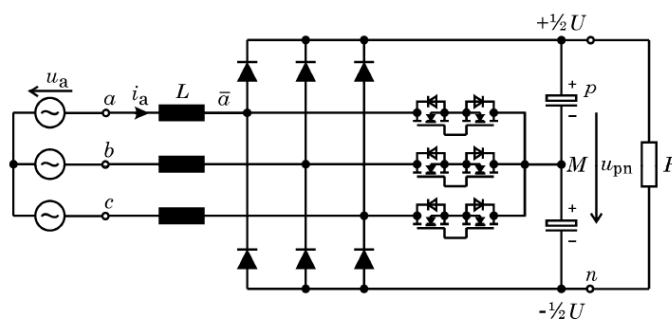


Figura 2-11 Retificador Vienna

As principais vantagens do retificador Vienna (ver fig. 2.11) são o controle da tensão de saída, a redundância quando falta uma fase e os semicondutores de potência ficam sujeitos a apenas metade da tensão de saída aos seus terminais. A sua principal desvantagem é a de haver maior complexidade no controle.

As vantagens do retificador de interruptores em triângulo (ver fig. 2.12) são as mesmas do anterior, tendo menor complexidade no seu controlo. A sua desvantagem prende-se com a necessidade de ter semicondutores mais robustos, visto que estão sujeitos à totalidade da tensão de saída.

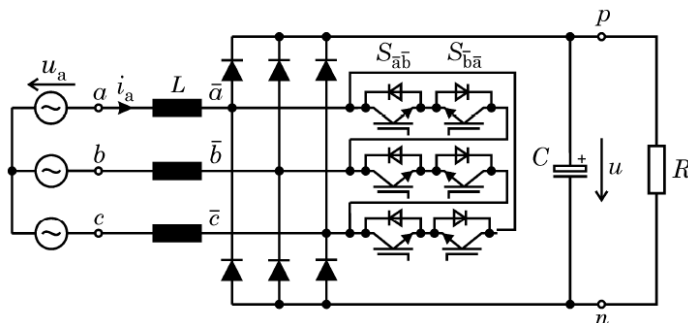


Figura 2-12 Retificador de interruptores em triângulo (Δ switch)

A comparação entre os dois tipos de retificador é visível na fig.2.13. Submetendo os dois tipos de retificadores às mesmas condições, quer de carga quer de alimentação, comutando com o mesmo tipo de modulação e à mesma frequência, consegue-se observar que o retificador Vienna acaba por ter menos perdas de comutação que o seu concorrente e maiores perdas de condução.

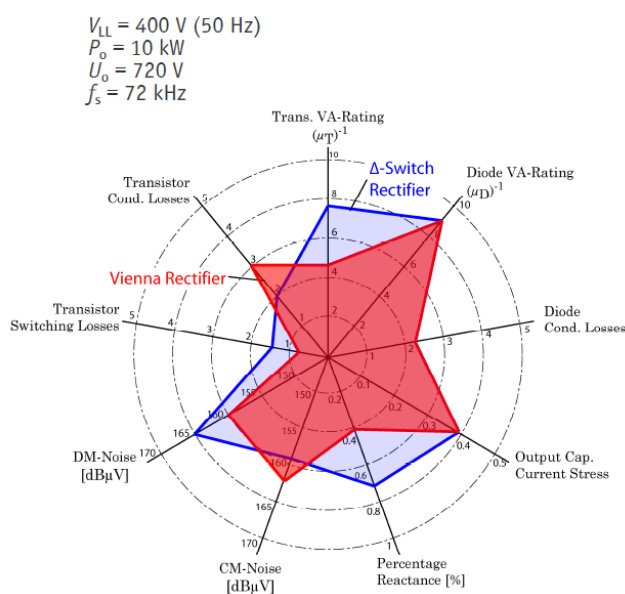


Figura 2-13 Comparação de retificadores tipo boost(6)

Em termos de capacidade de debitar potência aparente pelos semicondutores controlados o retificador em triângulo tem vantagem (*VA Rating*).

2.2.4.2.2. Tipo *Buck*

No caso dos retificadores tipo *Buck* as topologias mais modernas são o retificador Suíço e o retificador *buck* de seis semicondutores.

A configuração tipo *buck* permite a redução de tensão. A variação de tensão de saída neste tipo de retificadores é permitida para valores abaixo de $\frac{3}{2} \times U_{simples} \cdot (6)$

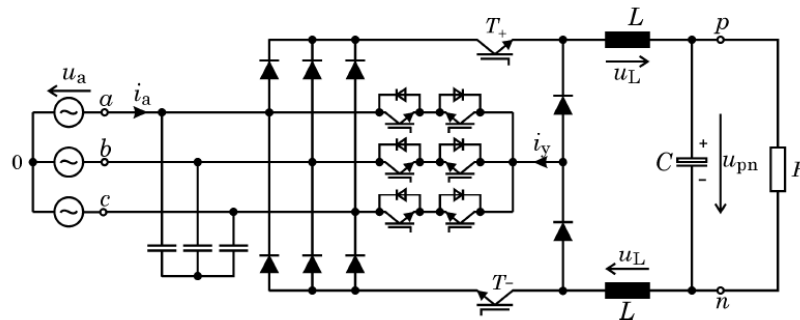


Figura 2-14 Retificador Suíço (Swiss)

As principais vantagens do retificador Suíço (ver figura 2.14) prendem-se com se conseguir controlar tensões de muito baixo valor e possibilita a limitação das correntes de curto-circuito na saída, pois ao ser curto-circuitada a saída é feita uma malha entre as bobinas de saída e os díodos, não afetando assim os semicondutores de potência. A desvantagem é a de existir condensadores que introduzem energia reativa no retificador.(6)

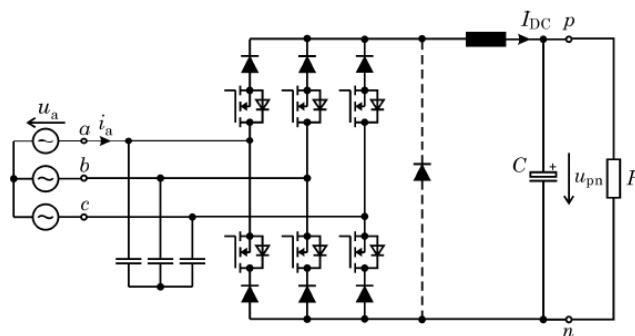


Figura 2-15 Retificador *buck* de 6 interruptores

O retificador *buck* de 6 semicondutores possibilita o controlo da tensão de saída e tolera a falta de fase. Exige uma menor complexidade no seu controlo e tem uma distribuição equitativa da carga pelas fases. A necessidade de um filtro de interferências eletromagnéticas na entrada é uma desvantagem. Possui perdas de condução altas relativamente aos outros retificadores.

Na comparação apresentada na figura 2.16, conclui-se que a configuração que possibilita fornecer mais potência é a de seis semicondutores, embora tenha mais perdas quer de condução como de comutação nos IGBT's.

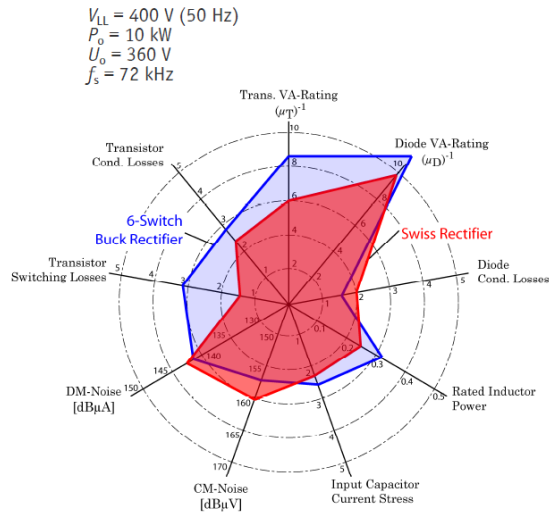


Figura 2-16 Comparação de retificadores tipo *buck*(6)

2.2.4.2.3. Tipo *Buck-Boost*

A configuração tipo *buck-boost* (ver fig. 2.17) permite a redução e o aumento da tensão de saída, devido à ação de um semicondutor na parte CC.

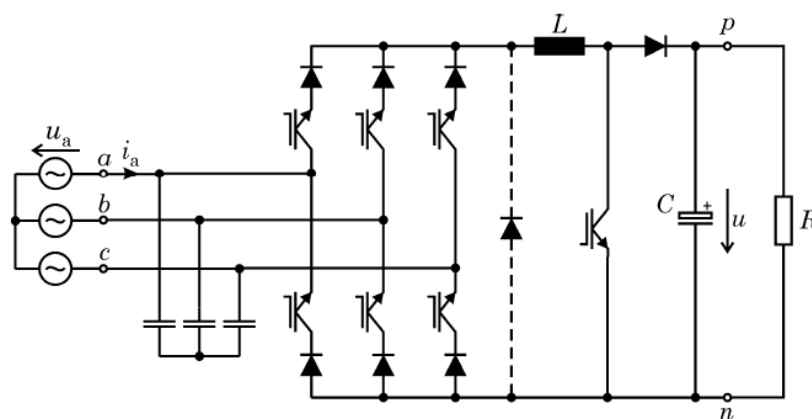


Figura 2-17 Retificador *buck-boost* (6)

Possui como principais vantagens a grande amplitude de operação (pode trabalhar como redutor e como amplificador de tensão). Consegue tolerar a falta de fase e tem um controlo de pouca complexidade. A distribuição equitativa da carga nas fases é também uma vantagem a assinalar. As desvantagens são as mesmas do conversor de seis interruptores: a necessidade de um filtro na entrada e as perdas de condução altas.

2.3. Controlo e Comando de retificadores

Nos retificadores modernos o comando e controlo assume uma grande importância. Como já foi referido é por este meio que se condiciona o comportamento do retificador possibilitando assim que a sua saída se comporte da forma desejada. Nos retificadores de correção do fator de potência para além de condicionar a saída tenta que as ondas da corrente que é consumida pelo sistema se aproximem em forma e fase das ondas de tensão correspondentes.

2.3.1. Controlo

Existem essencialmente dois tipos de controlo:

- Controlo em cadeia aberta (ajuste ou regulação manual)
- Controlo em cadeia fechada (ajuste ou regulação automático)

É referido como controlo em cadeia aberta a operação de um sistema sem realimentação (i.e. *feedback*). Na figura 2.18 é mostrado um diagrama de blocos simplificado, onde o controlo do processo é manual, sem realimentação.

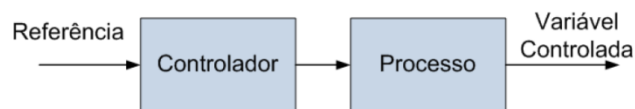


Figura 2-18 Controlo em cadeia aberta

O sistema com controlo em cadeia fechada, ao ser perturbado, lê o comportamento na saída e compensa essa variação agindo na entrada para que o sistema continue a agir da forma desejada. Na figura 2.19 é mostrado um diagrama de blocos simplificado, onde o controlo do processo é automático, através da realimentação (bloco “medição”).

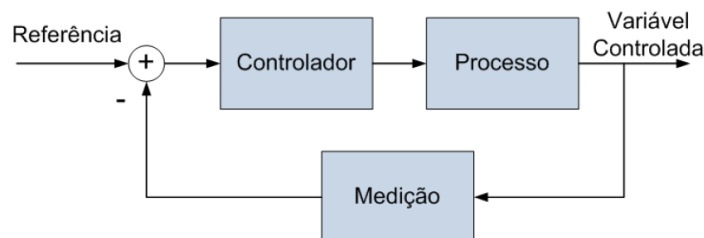


Figura 2-19 Controlo em cadeia fechada

2.3.2. Comando de carregadores

O controlo de carregadores é feito através de técnicas de modulação. O resultado final da aplicação destas técnicas num sistema eletrónico de potência tem de ser combinado com a sua topologia de modo a obter o resultado pretendido.

2.3.2.1. Onda completa

A regulação da saída pode ser feita através de tirístores no estágio da retificação, conduzindo apenas num determinado setor angular da forma de onda.

De modo a ilustrar este exemplo, vai ser efetuada uma comparação entre um retificador de onda completa composto por díodos (não comandado) e outro composto por tirístores (semi-comandado).

O retificador de onda completa composto por díodos pode ser visto na figura 2.20.

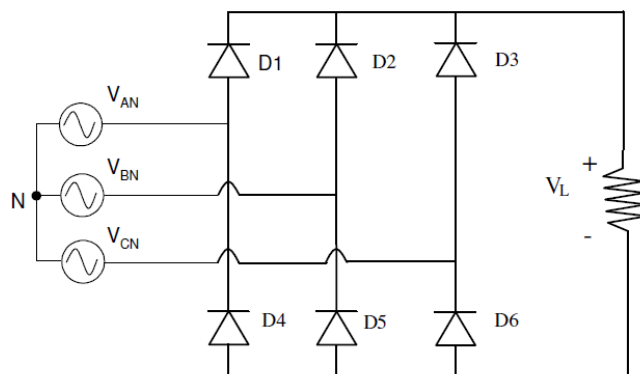


Figura 2-20 Retificador trifásico a díodos

As formas de onda geradas são as da figura 2.21, correspondendo às tensões de entrada (em cima) e as de saída (em baixo):

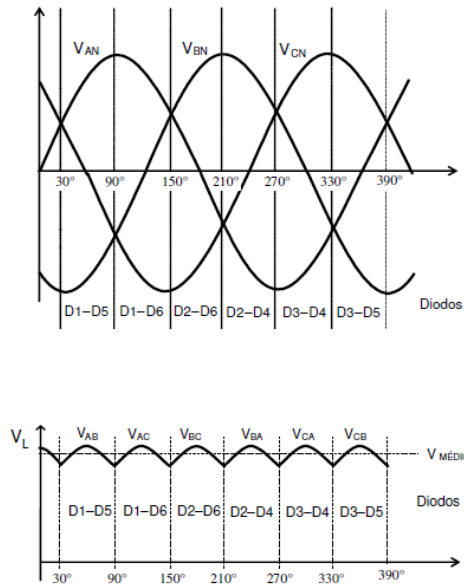


Figura 2-21 Retificador a díodos (em cima ondas de entrada em baixo saída CC

A tensão média à saída do retificador é dada pela seguinte fórmula, desprezando a queda de tensão nos díodos:

$$V_{L_{medio}} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \times v_{linha_{rms}} \quad (2.1)$$

A corrente na saída é dependente do valor da carga e é regida mediante a lei de Ohm:

$$I_{L_{medio}} = \frac{V_{L_{medio}}}{R} \quad (2.2)$$

No caso do retificador de onda completa semi-comandado, ao ser aplicado um ângulo de disparo utilizando tiristores em vez dos díodos é possível regular a tensão média de saída.

Nas figuras 2.23, 2.24, 2.25, no primeiro gráfico a vermelho temos a tensão de saída e a verde temos a corrente no tiristor correspondente ao diodo D1, no segundo temos a vermelho a tensão na fase A e a verde a corrente na mesma fase. Como se pode observar na figura 2.22 apresentada com um ângulo de 0° de disparo, o retificador vai ter a sua tensão como um retificador a díodos normal.

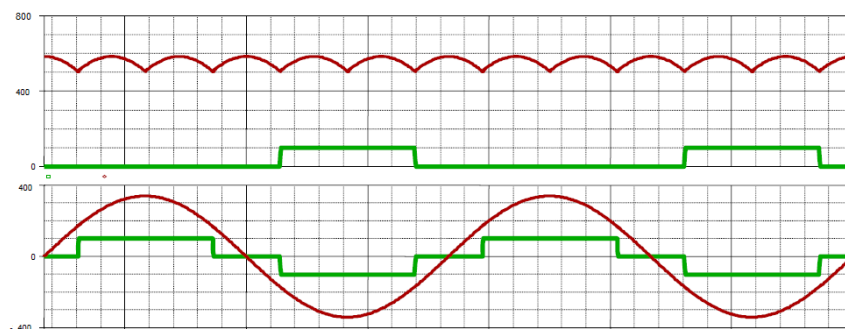


Figura 2-22 Ângulo de disparo 0°

Com um ângulo de disparo de 30° a tensão média irá diminuir (ver fig. 2.23).

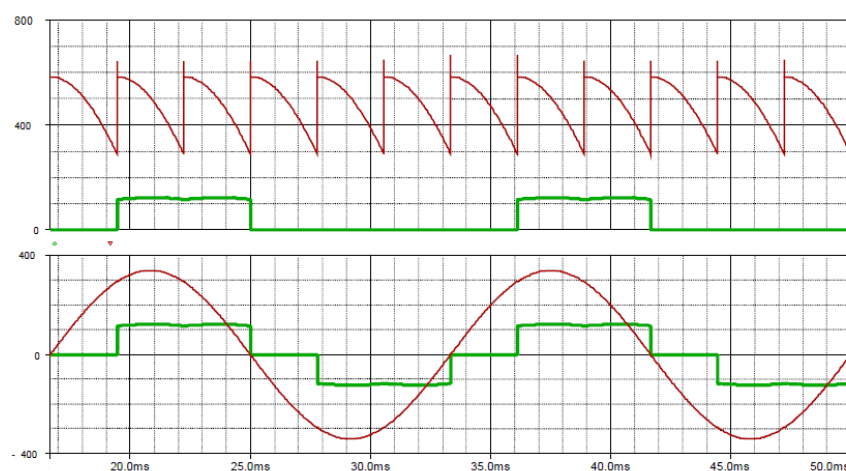


Figura 2-23 Ângulo de disparo 30°

Com 60° de ângulo de disparo, a tensão de saída atinge o valor nulo (ver fig. 2.24).

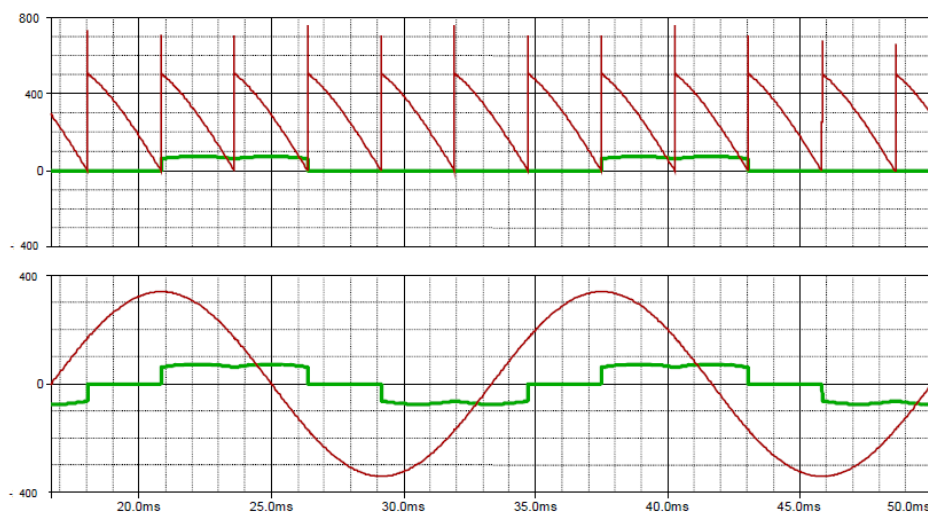


Figura 2-24 Ângulo de disparo 60°

Para ângulos superiores a 60° a saída irá tornar-se alternada como se pode observar na figura 2.25.

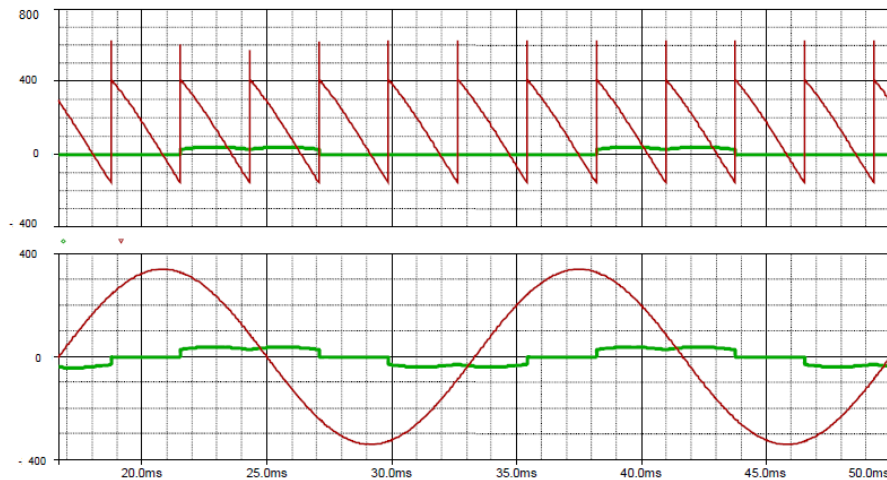


Figura 2-25 Ângulo de disparo 75°

A tensão média no barramento CC é dada por:

$$V_{L_{\text{médio}}} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \times V_{\text{linha}_{rms}} \times \cos \alpha \quad (2.3)$$

Sendo a regulação possível, sem inversão da tensão na saída de 0 a 60° de ângulos de disparo dos tiristores, para outros ângulos as fórmulas indicadas passam a não ser válidas.

2.3.2.2. Modulação *PWM*

A modulação *PWM* é produzida pela comparação de uma referência (modulante), com uma onda triangular (portadora). Convém neste estágio definir certos conceitos como *fator de ciclo*, *razão cíclica*, ou *duty cycle*. Este parâmetro define a percentagem de tempo em que durante um período de alternância, a saída se encontra em estado elevado.

Na figura 2.26 observa-se que ao ser a referência, neste caso um nível CC (a tracejado) menor que a amplitude da onda triangular, a onda de saída (quadrada), vai a nível baixo. Quando ele é maior, a onda quadrada assume o nível alto.

Na figura 2-26 encontra-se representado um *fator de ciclo* de 80%.

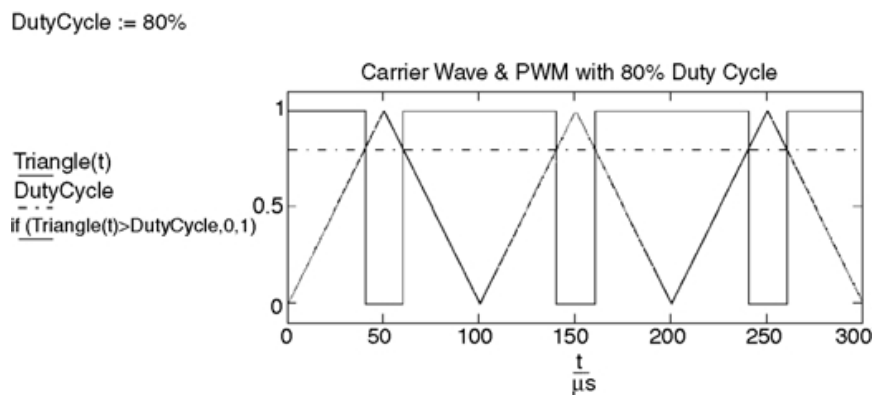


Figura 2-26 Modulação PWM – 80%

De seguida pode-se constatar na figura 2.27 cerca de 5% de *fator de ciclo*:

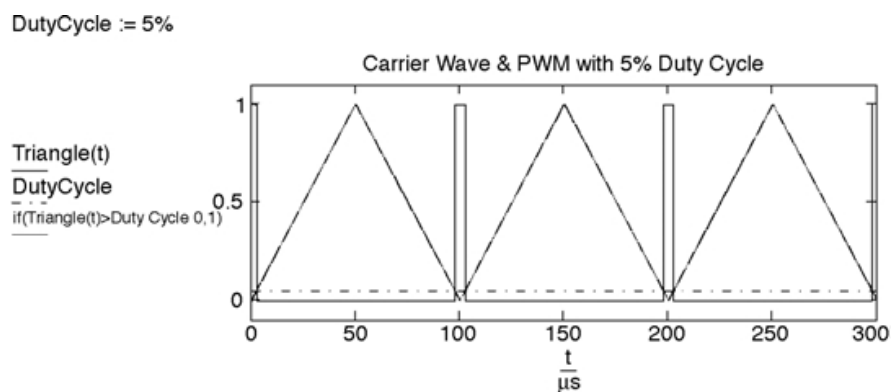


Figura 2-27 Modulação PWM – 5%

2.4. Baterias de tração

As baterias de tração já são utilizadas há muito tempo (desde 1835), nas primeiras experiências de tração elétrica de veículos (14). Recorrendo a baterias primárias (não recarregáveis) foram feitas experiências de tração de veículos em Brandon, Vermont, EUA, tornando-se insustentáveis comercialmente devido ao preço da sua construção e devido ao manuseio de químicos na sua operação. Mais tarde em 1837 Robert Davidson, na Escócia, utilizando baterias de ácidas de zinco para propulsão, construiu a *Galvani*, uma locomotiva de quatro cavalos e quatro rodas. Foi testada em Setembro de 1842 na linha Glasgow-Edimburgo, mais tarde foi destruída por apoiantes da tecnologia do carvão, tecnologia esta que se demonstrou mais viável economicamente.

No entanto no início do último século retornou a locomoção com uso a baterias no setor ferroviário, devido aos *shunters*, composições de tração para linhas curtas, para auxílio à tração de outras em declives elevados, ou para fazerem a assemblagem de composições nas gares(15). Entretanto as baterias de tração foram aplicadas em diversas aplicações de uso específico (ie. submarinos, aviões, torpedos).

A aplicação em veículos automóveis em com produção em série deu-se na década de 90, no último século com baterias ácidas de chumbo (ie. Toyota Rav4 EV e General Motors EV1) .

As limitações de utilização de baterias de chumbo como baterias de tração prendem-se com o seu peso, dado que acabam por ser as mais pesadas, a libertação de gases (hidrogénio) e a curva de descarga, que é pouco constante. No entanto têm vantagens, tais como a capacidade de descarga instantânea e o fato de se tratar de uma tecnologia testada. Devido às suas desvantagens tem sido feito um esforço para as substituir por outros tipos de tecnologia.

Na fig. 2.28 apresenta-se um gráfico comparativo da densidade de energia volumétrica em função da densidade de energia específica dos diversos tipos de tecnologia.

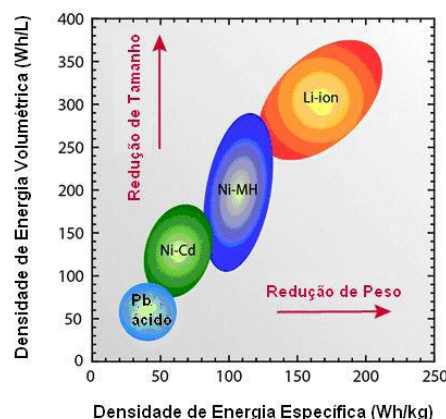


Figura 2-28 Comparação de densidades de energia de tecnologias de baterias(16)

Da análise do gráfico retira-se que as baterias de chumbo-ácido ficam aquém das restantes em termos de energia específica e volumétrica. Mas a sua solidez e resistência ao calor diminui o risco de explosão em descargas de alto valor em detrimento das tecnologias mais modernas.

As baterias feitas à base de cádmio estão a ser abandonadas uma vez que têm o chamado efeito de memória e fato de conterem metais pesados nocivos para o ambiente. Já não são utilizadas nos Estados Unidos e na Europa, encontram-se desde 2004 em fase de redução de consumo. Para veículos automóveis a lei portuguesa limita a comercialização de baterias em que a sua composição tenha mais que 20 ppm de cádmio. O mercúrio também é penalizado no mesmo diploma, sendo o seu limite 5 ppm (17).

Existem vários relatos de baterias que se auto-incendeiam, principalmente as de lítio(18). No entanto o aparecimento de baterias de lítio-fosfato de ferro parece ser melhor neste campo, sendo a tecnologia mais apreciada neste momento para substituição das baterias de chumbo, suportando altas temperaturas e não se incendeiam, mesmo quando são perfuradas.(19)

A figura 2.29 é possível verificar a evolução da densidade volumétrica de energia ao longo do tempo. Encontra-se traçada uma curva que é comprovativa de que tem sido feito um esforço para encontrar baterias que forneçam mais energia por unidade de massa. Baterias mais leves para o mesmo efeito ou para a mesma massa mais energia. É também visível que a tecnologia mais aplicada neste momento é de iões de lítio.

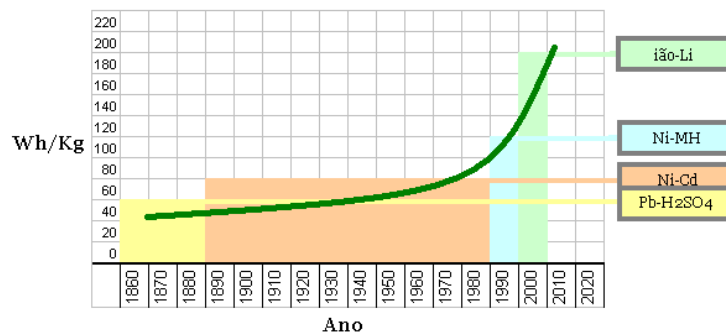


Figura 2-29 Evolução de tecnologia de baterias (16)

A figura 2.30 compara as diversas tecnologias mais modernas, onde é explicito a vantagem em termos de segurança das baterias de lítio-fosfato de ferro em relação às restantes.

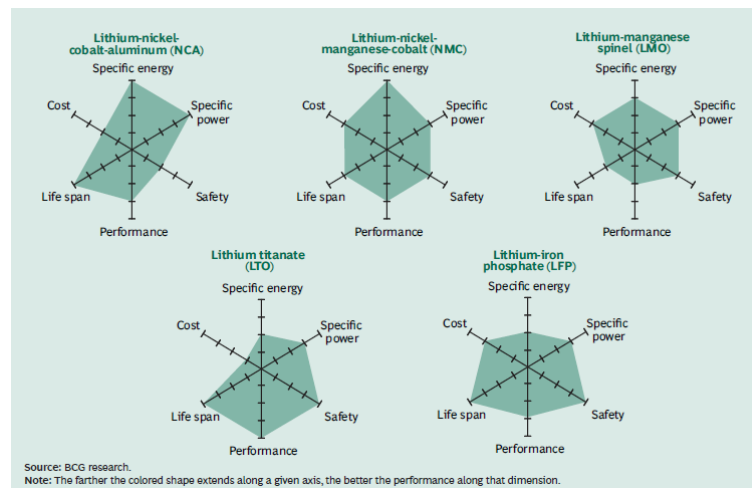


Figura 2-30 Comparação do desempenho das tecnologias mais modernas(20)

Mesmo com estas restrições tem sido a mais escolhida para modelos em desenvolvimento de veículos automóveis elétricos. Da análise da figura 2.30 poderá indicar-se que o material lítio-titanato seria a melhor escolha. Trata-se de material dedicado a ânodo de bateria, sendo o cátodo o lítio-fosfato de ferro(21). Contudo os ânodos das baterias do fabricante *Thundersky* consistem em carbono, uma marca recorrente no mercado (fig. 2-31). Este tipo de baterias apresenta uma tensão nominal de 3.2V por elemento podendo possuir capacidades de 700 Ah, garantindo mais de 5000 ciclos de carga. A corrente de descarga pode atingir o valor de 3C, onde C é a capacidade da bateria, sendo que a corrente de pico ou pulsante pode atingir 20C.



Figura 2-31 Bateria WB-LYP700AHA da Winston battery

No entanto o mesmo fabricante possui baterias de maior poder de descarga feitas à base de sulfato em vez de fosfato. Mas a duração das mesmas (cerca de 1000 ciclos de descarga), não se demonstra ser muito apelativa para utilização no setor automóvel.

2.4.1. Parâmetros de medição de desempenho de baterias

O comportamento de uma bateria não é linear e varia pelas seguintes razões:

- Capacidade de armazenamento da bateria
- Taxa de carga/descarga
- Estado de carga (SOC)
- Estado de descarga (DOD)
- Temperatura
- Idade da bateria
- Reações químicas secundárias que se dão internamente

No entanto considera-se como parâmetros de desempenho os seguintes:

- a) Capacidade de armazenamento da bateria – é medida em ampere/hora, normalmente é assinalada na bateria junto com a tensão de funcionamento. É a aptidão da bateria a fornecer uma corrente reduzida sem quebra significativa de tensão durante um intervalo de tempo que pode ser de algumas horas (5h, 10h ou 20h). Mede-se em Ah (ampere hora) e devem obedecer a normas de ensaio (5). Normalmente a capacidade nominal é obtida para uma corrente de 0,1C durante 10h. A partir desse valor é estabelecido 1C e são fornecidos pelo fabricante várias curvas de descarga que traduzem o comportamento da bateria a diversos regimes;
- b) Taxa de carga/descarga – se a corrente de carga/descarga for dupla considera-se 2C, se for metade considera-se 0,5C. Estes regimes chamam-se taxa de carga/descarga, portanto diferentes do regime nominal. Para baterias de chumbo aplica-se a lei de Peukert (equação 2.4), visto que a sua capacidade diminui quando submetida a uma taxa de descarga maior que a nominal;

$$It = C \left(\frac{C}{I \times h} \right)^{1-k} \quad 2.4$$

Na equação 2.4 h é o tempo de descarga nominal em horas, C é a capacidade da bateria nominal em ampere/hora, I é a corrente de descarga atual em ampere, K é a constante de Peukert (adimensional – parâmetro de fabrico da bateria) e t é o tempo atual de descarga da bateria em horas.

- c) Estado de carga (SOC) – é variável de 0 a 100%. Se a bateria se encontrar totalmente carregada é 100%. Existem vários métodos para medir o estado de carga da bateria, sendo um parâmetro em constante estudo e desenvolvimento:

- Por medição química – nas baterias de chumbo pode-se determinar recorrendo a curvas de densidade do eletrólito;
 - Por tensão – por medição da tensão de circuito aberto da bateria e recorrendo a tabelas do fabricante (método pouco fiável, se a bateria estiver submetida a temperatura diferente da referida na curva, ou se estiver a regime de carga/descarga diferente do nominal). No entanto os fabricantes poderão fornecer fatores corretivos de corrente e temperatura para afetar as medições de tensão;
 - Por integração de corrente – método fiável, mas tem de ser recalibrado de tempo a tempo por forma ter acertos de referência, portanto exige ser acompanhado por um método adicional;
 - Por pressão – nas baterias de níquel cádmio pode-se determinar o estado da bateria pela pressão interior;
- d) Estado de descarga (DOD) – é o inverso do estado de carga;
- e) Estado de saúde (SOH) – mede a relação entre os parâmetros de capacidade nominal de uma bateria e os resultados de capacidade de uma carga plena e é dado em percentagem. Se coincide, é 100%. Normalmente encontra-se relacionada com a especificidade de aplicação de uma bateria. O utilizador pode estabelecer que a bateria não cumpre a sua função quando atinge um certo nível de SOH, por exemplo 70%, e assim substituí-la antes de causar efeitos adversos à condução do equipamento que opera. Normalmente as UPS possuem SOH com limites altos.

2.4.2. Métodos de carregamento de baterias

Existem três métodos principais para carregar baterias:

- a) Tensão constante – O carregador mantém a tensão constante durante a carga, a corrente é inicialmente grande e diminui quando a bateria alcança valores de tensão em circuito aberto aproximados da tensão gerada pelo carregador;
- b) Corrente constante – o carregador fornece corrente sempre do mesmo valor, o operador tem de estar atento aos valores de tensão, temperatura e de densidade (no caso de baterias de chumbo) de forma a não se alcançar grande libertação de hidrogénio e temperatura interior elevada;
- c) Potência constante – método automático que faz a recarga a uma determinada potência. O dispositivo de carregamento tem de balancear a corrente e a tensão de forma a aplicar a potência determinada pelo operador, os cuidados acabam por ser iguais aos do método anterior.

O método mais difundido é o de carga por corrente, que é o método em que se consegue fazer carga em menor tempo, utilizando vários estágios a níveis de corrente decrescente.

2.4.3. Estágios de carga

Encara-se como estágios de carga a mudança entre diversos métodos ou regimes de carga. Está associada a esta ideia o conceito de índices de fim de carga. Estes índices estabelecem-se quando se atinge algum parâmetro que exige que seja mudado o método ou o regime de carga (seja ele tensão, corrente, potência, temperatura, densidade, pressão ou libertação de hidrogénio).

Na figura 2-32 encontra-se um exemplo de uma carga elaborada a uma bateria de Li-ion genérica, composta por dois estágios com métodos diferenciados: um a corrente constante e outro a tensão constante.

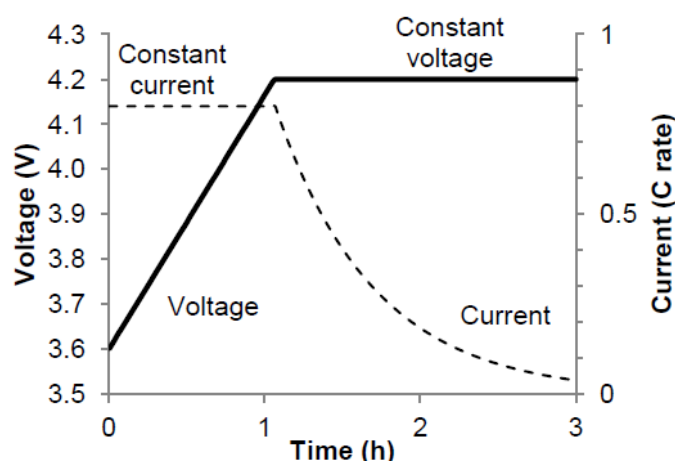


Figura 2-32 Carga de uma bateria Li-ion genérica

A carga é feita no primeiro estágio até a bateria alcançar os 4,2V, parâmetro este de mudança de estágio para corrente constante. O parâmetro de fim de carga do segundo estágio corresponde ao da bateria não conseguir acumular mais energia (corrente aproximadamente nula). Nas baterias de tecnologia mais moderna é comum o uso de BMS, que fazem ciclos de carga e descarga e igualização entre os diversos elementos de uma bateria.

Na tabela 2-1 tem-se um quadro de várias características de tecnologias de baterias, salientando-se que na última linha está explícito que existem tecnologias em que é exigível a aplicação de BMS.

Tabela 2-1 Tecnologias de baterias e características

Caraterística	LiCoO ₂ (LCO)	LiFePO ₄ (LFP)	SLA	NiCd	NiMH
Tensão nominal por célula	3.7	2.5-3.6	2.0	1.2	1.2
Energia específica (Wh/kg)	175-200	60-110	30-40	35-80	55-110
Densidade de energia (Wh/L)	400-640	125-250	50-90	100-150	160-420
Ciclos de vida (de 80% da capacidade original a 100% DOD)	500+	1000+	200-300	300-1000	500-1000
Vida da bateria (anos)	>5	>5	2-8	5-7	5-10
Temperatura ambiente durante a carga (°C)	0-45	0-45	-40-50	0-40	0-40
Temperatura ambiente durante a descarga (°C)	-20-60	-30-60	-40-60	-20-70	-20-65
Perda de capacidade por mês em Auto descarga	2-10%	2-10%	4-8%	15-20%	15-30%
Efeito memória	Não	Não	Não	Sim	Sim, menos que NiCd
Metais tóxicos	Nenhum	Nenhum	Chumbo	Cadmium	Nenhum
Exigência de BMS (Battery management system)	Sim	Sim	Não	Não	Não

2.4.4. Tipos de carga

Existem tipos de carga denominada normal, estabelecidas pelo fabricante das baterias, no entanto na sua manutenção as baterias têm de ser submetidas a cargas especiais durante a sua vida. Encontram-se descritas duas dessas situações para baterias de chumbo ácido:

a) Carga de acondicionamento - é uma carga em regime de corrente constante sem limitação da tensão final de carga. Nesta carga é desejada a gaseificação livre no estágio final da carga para obter boa homogeneização da densidade dentro dos elementos. Exige constante monitorização do operador de forma a testar e acompanhar os valores de densidade, temperatura e nível de hidrogénio (no caso das baterias serem de chumbo). É uma carga feita ao fim de um certo período de ciclos de carga/descarga com a bateria ao serviço. Os períodos são definidos pelo fabricante da bateria;

b) Carga de Equalização - é a utilizada para corrigir os valores de densidade e tensão, ajustando-os para os valores nominais específicos. É considerada uma carga manual pois necessita de acompanhamento do operador. A carga de equalização consiste em um prolongamento do último estágio de carga. Esta carga deverá ser usada antes e após ensaio de capacidade de descarga e na ativação de baterias que estejam com vida útil comprometida, como última opção antes da condenação para uso nas condições de especificação. É também aplicada como carga inicial ao se ativar a bateria (de tração) no local. Normalmente é efetuada com a bateria fora do seu circuito normal, em bancada e com ambiente controlado.

Capítulo 3

Topologia do carregador

Neste capítulo é feita a apresentação da topologia proposta, o seu modelo matemático, e o controlo utilizado. São apresentadas simulações do programa completo efetuadas com o software Mathwork's MATLAB.

3.1. Topologia proposta

A topologia proposta é constituída por um retificador controlado com seis interruptores (especificamente 12 semicondutores) alimentados por uma tensão trifásica. Na figura 3.1 é apresentada a topologia utilizada e o filtro de entrada. A principal razão de escolha deste tipo de topologia prende-se com a sua robustez interna e com a proteção da carga que lhe é ligada. Ao existir rutura de um dos semicondutores o diodo que está em série com ele não deixa que exista um curto-circuito franco, protegendo assim o carregador.

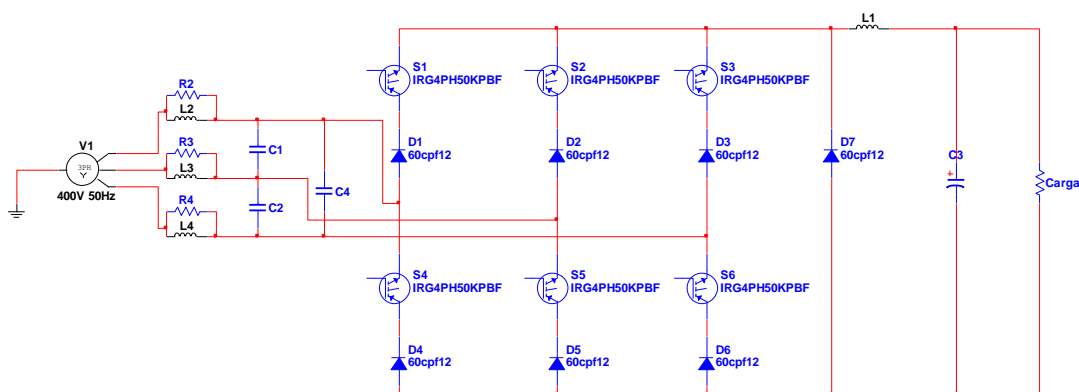


Figura 3-1 Esquema de potência proposto para o retificador trifásico com fator de potência unitário

Na figura 3.2 encontra-se um diagrama de blocos com todos os elementos do sistema.

3.1.1. Filtro de entrada

O filtro de entrada é constituído por uma malha LC, com uma resistência em paralelo com a indutância.

No referencial abc, as correntes nas bobinas são dadas pelas equações 3.1.

$$\text{Correntes} \begin{cases} i_{La} = \frac{1}{La} \int_0^t v_{La} dt \\ i_{Lb} = \frac{1}{Lb} \int_0^t v_{Lb} dt \\ i_{Lc} = \frac{1}{Lc} \int_0^t v_{Lc} dt \end{cases} , \text{ com } La = Lb = Lc = L \quad (3.1)$$

No referencial abc, as tensões nos condensadores são dadas pelas equações 3.2.

$$\text{Tensões} \begin{cases} v_{ab} = \frac{1}{C} \int_0^t i_{ab} dt \\ v_{bc} = \frac{1}{C} \int_0^t i_{bc} dt \\ v_{ca} = \frac{1}{C} \int_0^t i_{ca} dt \end{cases} , \text{ com } C_{ab} = C_{bc} = C_{ca} = C \quad (3.2)$$

Com base nas equações 3.1 e 3.2 é possível obter as expressões das correntes de linha (ver equações 3.3).

$$\text{correntes de linha} \begin{cases} i_a = \frac{v_{ia} - v_a}{R} + i_{La} - C \frac{dv_{ab}}{dt} + C \frac{dv_{ca}}{dt} \\ i_b = \frac{v_{ib} - v_b}{R} + i_{Lb} - C \frac{dv_{bc}}{dt} + C \frac{dv_{ab}}{dt} \\ i_c = \frac{v_{ic} - v_c}{R} + i_{Lc} - C \frac{dv_{ca}}{dt} + C \frac{dv_{bc}}{dt} \end{cases} \quad (3.3)$$

Considerando que o sistema é um sistema trifásico equilibrado (ver equações 3.4):

$$\text{Sistema trifásico equilibrado} \begin{cases} v_{ab} + v_{bc} + v_{ca} = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

A variação da tensão nos condensadores é dada pelas equações 3.5.

$$\begin{cases} \dot{v}_{ab} = -\frac{1}{3RC} \times v_{ab} + \frac{1}{3C} \times (i_{La} - i_{Lb}) + \frac{1}{3C} \times (i_b - i_a) + \frac{1}{3RC} \times (v_{ia} - v_{ib}) \\ \dot{v}_{bc} = -\frac{1}{3RC} \times v_{bc} + \frac{1}{3C} \times (i_{Lb} - i_{Lc}) + \frac{1}{3C} \times (i_c - i_b) + \frac{1}{3RC} \times (v_{ib} - v_{ic}) \\ \dot{v}_{ca} = -\frac{1}{3RC} \times v_{ca} + \frac{1}{3C} \times (i_{Lc} - i_{La}) + \frac{1}{3C} \times (i_a - i_c) + \frac{1}{3RC} \times (v_{ic} - v_{ia}) \end{cases} \quad (3.5)$$

A variação da corrente nas bobinas é dada pelas equações 3.6.

$$\begin{cases} \dot{i}_{La} = \frac{1}{L} \times v_{ia} - \frac{1}{3L} \times (v_{ab} - v_{ca}) \\ \dot{i}_{Lb} = \frac{1}{L} \times v_{ib} - \frac{1}{3L} \times (v_{bc} - v_{ab}) \\ \dot{i}_{Lc} = \frac{1}{L} \times v_{ic} - \frac{1}{3L} \times (v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (3.6)$$

Utilizando o modelo de espaço de estados na referência abc:

$$[\dot{x}] = [A] \cdot [x] + [B] \cdot [u] + [P] \cdot [i_{abc}] \quad (3.7)$$

Ficamos com o modelo resultante em 3.8.

$$\begin{aligned}
 [\dot{x}] &= \begin{bmatrix} \dot{i}_{La} \\ \dot{i}_{Lb} \\ \dot{i}_{Lc} \\ \dot{v}_{ab} \\ \dot{v}_{bc} \\ \dot{v}_{ca} \end{bmatrix} & [A] &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{3L} & 0 & +\frac{1}{3L} \\ 0 & 0 & 0 & +\frac{1}{3L} & -\frac{1}{3L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & +\frac{1}{3L} & -\frac{1}{3L} \\ +\frac{1}{3C} & -\frac{1}{3C} & 0 & -\frac{1}{3RC} & 0 & 0 \\ 0 & +\frac{1}{3C} & -\frac{1}{3C} & 0 & -\frac{1}{3RC} & 0 \\ -\frac{1}{3C} & 0 & +\frac{1}{3C} & 0 & 0 & -\frac{1}{3RC} \end{bmatrix} \\
 [x] &= \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \\ v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} & [B] &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ +\frac{1}{3RC} & -\frac{1}{3RC} & 0 \\ 0 & +\frac{1}{3RC} & -\frac{1}{3RC} \\ -\frac{1}{3RC} & 0 & +\frac{1}{3RC} \end{bmatrix} & [u] &= \begin{bmatrix} v_{ia} \\ v_{ib} \\ v_{ic} \end{bmatrix} & (3.8) \\
 [P] &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{3C} & +\frac{1}{3C} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{3C} & +\frac{1}{3C} \\ +\frac{1}{3C} & 0 & -\frac{1}{3C} \end{bmatrix} & [i_{abc}] &= \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \text{Type equation here.}
 \end{aligned}$$

O modelo de espaço de estados do filtro de entrada será o seguinte:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{i}_{La} \\ \dot{i}_{Lb} \\ \dot{i}_{Lc} \\ \dot{v}_{ab} \\ \dot{v}_{bc} \\ \dot{v}_{ca} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{3L} & 0 & +\frac{1}{3L} \\ 0 & 0 & 0 & +\frac{1}{3L} & -\frac{1}{3L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & +\frac{1}{3L} & -\frac{1}{3L} \\ +\frac{1}{3C} & -\frac{1}{3C} & 0 & -\frac{1}{3RC} & 0 & 0 \\ 0 & +\frac{1}{3C} & -\frac{1}{3C} & 0 & -\frac{1}{3RC} & 0 \\ -\frac{1}{3C} & 0 & +\frac{1}{3C} & 0 & 0 & -\frac{1}{3RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \\ v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ +\frac{1}{3RC} & -\frac{1}{3RC} & 0 \\ 0 & +\frac{1}{3RC} & -\frac{1}{3RC} \\ -\frac{1}{3RC} & 0 & +\frac{1}{3RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ia} \\ v_{ib} \\ v_{ic} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{3C} & +\frac{1}{3C} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{3C} & +\frac{1}{3C} \\ +\frac{1}{3C} & 0 & -\frac{1}{3C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

3.1.2. Comutação dos braços do retificador

O modelo do retificador tem pressupostos que incidem na frequência, duração das comutações dos interruptores e amplitude instantânea das tensões aplicadas ao andar retificador. Assim ao estabelecer-se um regime de comutação a cada braço de interruptores, estes contribuem para a tensão aplicada à saída do retificador.

Esse regime de comutação é representado pela letra grega γ , e o seu valor pode ser verificado no conjunto de equações 3.10, em função do estado dos semicondutores.

$$\begin{aligned}\gamma_1 &= \begin{cases} 1, \text{ se } S_{1p} = 1 \wedge S_{1n} = 0 \\ -1, \text{ se } S_{1p} = 0 \wedge S_{1n} = 1 \\ 0, \text{ se } S_{1p} = 0 \wedge S_{1n} = 0 \end{cases} \\ \gamma_2 &= \begin{cases} 1, \text{ se } S_{2p} = 1 \wedge S_{2n} = 0 \\ -1, \text{ se } S_{2p} = 0 \wedge S_{2n} = 1 \\ 0, \text{ se } S_{2p} = 0 \wedge S_{2n} = 0 \end{cases} \\ \gamma_3 &= \begin{cases} 1, \text{ se } S_{3p} = 1 \wedge S_{3n} = 0 \\ -1, \text{ se } S_{3p} = 0 \wedge S_{3n} = 1 \\ 0, \text{ se } S_{3p} = 0 \wedge S_{3n} = 0 \end{cases}\end{aligned}\quad (3.10)$$

O regime de comutação possui o seguinte pressuposto, não deixando que existam dois semicondutores do mesmo sinal (ramo positivo ou ramo negativo) ligados simultaneamente:

$$\gamma_1 \neq \gamma_2 \neq \gamma_3, \text{ um negativo outro positivo e o outro desligado ie: } (1, -1, 0)$$

A tensão de saída do retificador v_{pulse} é dada pela equação 3.11, e depende das tensões aplicadas a cada braço e ao regime de comutação escolhido.

$$v_{pulse} = \gamma_1 \cdot v_a + \gamma_2 \cdot v_b + \gamma_3 \cdot v_c \quad (3.11)$$

A tensão de saída pode ser dada por 3.12, em função do estado dos semicondutores

$$v_{pulse} = [S_{1p} - S_{1n} \quad S_{2p} - S_{2n} \quad S_{3p} - S_{3n}] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

A corrente está dependente também do regime de comutação, tal como pode ser vista nas equações 3.13 e 3.14.

$$\begin{cases} i_a = \gamma_1 \cdot i_{pulse} \\ i_b = \gamma_2 \cdot i_{pulse} \\ i_c = \gamma_3 \cdot i_{pulse} \end{cases} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{1p} & S_{1n} \\ S_{2p} & S_{2n} \\ S_{3p} & S_{3n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{pulse} \\ -i_{pulse} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

3.1.3. Conversor de potência

Ao aplicar a equação 3.10 ao modelo de espaço de estados do filtro (equação 3.9), em conjunto com os elementos do filtro LC de saída, tal como enunciado na alínea 3.1, podemos obter o modelo de espaço de estados total do sistema.

A corrente na bobina do filtro de saída é dada pela equação 3.15.

$$i_{L_0} = i_c + i_0 \Leftrightarrow i_{L_0} = C_0 \frac{dv_{C_0}}{dt} + i_0 \Leftrightarrow \frac{dv_{C_0}}{dt} = \frac{i_{L_0}}{C_0} - \frac{i_0}{C_0} \quad (3.15)$$

$$i_{L_0} = i_{pulse}$$

Logo, a variação da tensão no condensador de saída é dada por 3.16

$$\frac{dv_{C_0}}{dt} = \frac{i_{pulse}}{C_0} - \frac{i_0}{C_0} \quad (3.16)$$

Considerando uma carga totalmente resistiva aplicada à saída, temos a equação 3.17.

$$i_0 = \frac{v_{C_0}}{R_{carga}} \quad (3.17)$$

$$\frac{dv_{C_0}}{dt} = \frac{i_{L_0}}{C_0} - \frac{\frac{v_{C_0}}{R_{carga}}}{C_0} = \frac{i_{L_0}}{C_0} - \frac{v_{C_0}}{R_{carga} \times C_0}$$

A tensão no condensador é dada por 3.18:

$$v_{C_0} = v_{pulse} - v_{L_0} \Leftrightarrow v_{C_0} = v_{pulse} - L_0 \frac{di_{L_0}}{dt} \Leftrightarrow \frac{di_{L_0}}{dt} = \frac{v_{pulse} - v_{C_0}}{L_0} \quad (3.18)$$

Logo, o modelo de espaço de estados do filtro de saída é visível em 3.19.,

$$\begin{bmatrix} i_{L_0} \\ v_{C_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_0} \\ \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{R_{carga} \times C_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L_0} \\ v_{C_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_0} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pulse} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Quando não existe nenhum interruptor ligado o último termo desaparece, ficando a energia acumulada na bobina a passar pelo díodo de roda livre, até se extinguir.

Como se observou anteriormente v_{pulse} depende da comutação dos semicondutores, substituindo na expressão da variação de corrente na bobina, ficamos com 3.20.

$$\frac{di_{L_0}}{dt} = [S_{1p} - S_{1n} \quad S_{2p} - S_{2n} \quad S_{3p} - S_{3n}] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{L_0} - \frac{v_{C_0}}{L_0} \quad (3.20)$$

Na tabela seguinte é possível observar a aplicação das tensões de saída do filtro de entrada em função da comutação dos semicondutores:

Tabela 3-2 Interruptores espaço de estados

	S_{1p}	S_{1n}	S_{2p}	S_{2n}	S_{3p}	S_{3n}
v_{ab}	1	0	0	1	0	0
v_{bc}	0	0	1	0	0	1
v_{ca}	0	1	0	0	1	0

Logo, a matriz do filtro de saída assume a forma da figura 3.21.

$$\frac{di_{L_0}}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{S_{1p} - S_{3n} - 1}{3L_0} & \frac{S_{2p} - S_{1n} - 1}{3L_0} & \frac{S_{3p} + S_{2n} - 1}{3L_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} - \frac{v_{C_0}}{L_0} \quad (3.21)$$

Dado que a tensão do condensador é igual à tensão de saída, a corrente na carga é dada pela equação 3.22.

$$i_0 = \frac{v_{C_0}}{R_{carga}} \quad (3.22)$$

A matriz do conversor no domínio abc fica a seguinte:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{La} \\ \dot{i}_{Lb} \\ \dot{i}_{Lc} \\ \dot{v}_{ab} \\ \dot{v}_{bc} \\ \dot{v}_{ca} \\ \dot{i}_{L_0} \\ \dot{v}_{C_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{3L} & 0 & +\frac{1}{3L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & +\frac{1}{3L} & -\frac{1}{3L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & +\frac{1}{3L} & -\frac{1}{3L} & 0 & 0 \\ +\frac{1}{3C} & -\frac{1}{3C} & 0 & -\frac{1}{3RC} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & +\frac{1}{3C} & -\frac{1}{3C} & 0 & -\frac{1}{3RC} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{3C} & 0 & +\frac{1}{3C} & 0 & 0 & -\frac{1}{3RC} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{S_{1p} - S_{1n}}{3L_0} & \frac{S_{2p} - S_{2n}}{3L_0} & \frac{S_{3p} - S_{3n}}{3L_0} & 0 & -\frac{1}{L_0} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{R_{carga} \times C_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \\ v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \\ i_{L_0} \\ v_{C_0} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ +\frac{1}{3RC} & -\frac{1}{3RC} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & +\frac{1}{3RC} & -\frac{1}{3RC} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{3RC} & 0 & +\frac{1}{3RC} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ia} \\ v_{ib} \\ v_{ic} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{3C} & +\frac{1}{3C} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{3C} & +\frac{1}{3C} \\ +\frac{1}{3C} & 0 & -\frac{1}{3C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

3.2. Controlo por modo de deslizamento

Neste conversor, o controlo por modo de deslizamento acaba por ser aplicado através de um sistema de modulação vetorial. Estabelecem-se vetores de corrente por setor, sendo este último dependente da tensão de alimentação do circuito em cada instante. Em cada setor, existe mais do que uma opção e o sistema irá analisar qual é a melhor para cada situação mediante os sinais de corrente adquiridos. Existe uma nova seleção no caso dos valores adquiridos não estarem dentro de uma janela de valores tidos como aceitáveis. Desta explicação é fácil estabelecer a relação entre o controlo deslizamento e o seu modo de atuar. O sistema de controlo desliza a janela de histerese ao longo do tempo e na forma de onda que se quer seguir. A esta janela móvel no tempo centrada na forma de onda a seguir denomina-se normalmente por superfície de deslizamento. Este tipo de controlo já foi utilizado em diversos trabalhos (28).

3.2.1. Teoria de controlo

A matriz de Concórdia transforma o sistema trifásico equilibrado num sistema com apenas dois fasores alfa e beta, em que o terceiro componente existe somente no caso de um desequilíbrio do sistema. Sendo o sistema equilibrado, a terceira componente será nula (ver equação 3.24).

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

A transformada de Concórdia distingue-se da transformada de Clarke (equação 3.25) devido a esta última não ser ortogonal, com diversas consequências (22):

- Não conserva a potência e perdas na transformação (potência invariante);
- Correntes, fluxos e tensões são transformados da mesma forma.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

No entanto a transformada de Clarke (equação 3.26) permite que sejam igualadas as grandezas X_a a X_α quando se considera a componente homopolar nula, o que em certas situações se pode tornar uma vantagem(22) .

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

A necessidade de passar para este referencial prende-se com o fato de se ter de achar o ângulo θ , o ângulo de defasamento do referencial dq0 em relação ao referencial $\alpha\beta 0$. Sendo o dq a projeção de $\alpha\beta$ pode-se achar a velocidade angular ω de rotação do sistema (ver fig. 3-3).

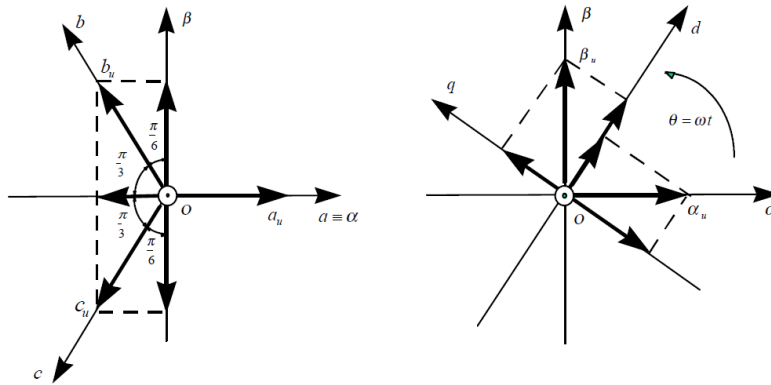


Figura 3-3 Referenciais abc-alfa_beta e alfa_beta dq0

A transformada de Park (equação 3.27) possibilita a transformação do referencial abc para dq0.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

A transformação do referencial $\alpha\beta 0$ para o referencial dq0 é feita a partir de uma variante da transformada de Park (equação 3.28).

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

A importância dos cálculos das componentes d e q neste sistema prende-se com a necessidade de controlar a potência ativa e reativa do conversor, de modo a tentar impor um fator de potência aproximadamente unitário.

Logo, a potência ativa (P) de um sistema trifásico pode ser calculado a partir das componentes direta e em quadratura da tensão e da corrente (equação 3.29).

$$P = V_d I_d + V_q I_q \quad (3.29)$$

Do mesmo modo a potência reativa (Q) de um sistema trifásico pode ser calculado a partir das componentes direta e em quadratura da tensão e da corrente (equação 3.30).

$$Q = V_d I_q - V_q I_d \quad (3.30)$$

3.2.2. Aplicação da teoria ao programa

Partindo da transformada de Concordia, terá de se calcular duas vertentes: uma referente à tensão, para dar origem ao ângulo de rotação, sincronismo do sistema e outra referente às correntes de linha. Lembra-se, de novo, que o objetivo do sistema é conseguir que as correntes de linha trifásicas estejam em fase e com forma sinusoidal, com as tensões simples, na entrada do sistema (fator de potência unitário). Este fato corresponde à componente em quadratura das correntes (I_q) de entrada ser igual a zero. Foram estudadas várias soluções, tendo os algoritmos apresentados como base os seguintes fatores:

- Rapidez de cálculo (o mais simples melhor)
- Rapidez de processamento por meio do microcontrolador/DSP
- Possibilidade de implementar em DSPIC

3.2.3. Algoritmo Tensão Alfa Beta

A utilização das tensões compostas é preferencial, uma vez que o microcontrolador mede estas grandezas de uma forma direta através de um circuito eletrónico dedicado.

De modo a obter a tensão V_α , temos a equação 3.31.

$$\begin{aligned} V_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left(V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_c \right) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left(\frac{1}{3} \times (V_{ab} - V_{ca}) - \frac{1}{6} \times (V_{bc} - V_{ab}) - \frac{1}{6} \times (V_{ca} - V_{bc}) \right) = \end{aligned} \quad (3.31)$$

Cortando V_{bc} , vem, podemos obter uma equação mais simples em 3.32

$$\begin{aligned} V_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left(\frac{1}{3} \times (V_{ab} - V_{ca}) + \frac{1}{6} \times (V_{ab} - V_{ca}) \right) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left(\frac{2}{6} \times (V_{ab} - V_{ca}) + \frac{1}{6} \times (V_{ab} - V_{ca}) \right) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left(\frac{3}{6} \times (V_{ab} - V_{ca}) \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left(\frac{1}{2} \times (V_{ab} - V_{ca}) \right) \\ &= \frac{1}{2} \times \sqrt{\frac{2}{3}} \times (V_{ab} - (-V_{ab} + V_{bc})) = \frac{1}{2} \times \sqrt{\frac{2}{3}} \times (2 \times V_{ab} + V_{bc}) \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2} \times \frac{1}{\sqrt{3}} \times (2 \times V_{ab} + V_{bc}) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Para a tensão V_β temos a equação 3.33

$$\begin{aligned} V_\beta &= \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_b - \frac{\sqrt{3}}{2} V_c \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \times (V_b - V_c) \right) = \frac{\sqrt{2}}{2} \times (V_b - V_c) = \frac{\sqrt{2}}{2} \times V_{bc} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2}} \times V_{bc} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Consegue-se assim, com apenas uma subtração e duas multiplicações por constantes fazer o calculo das componentes α e β . Em suma, reduzindo a escala (anulando constantes nas duas equações, ficamos com as tensão no referencial $\alpha\beta 0$ (equações 3.34 e 3.35).

$$V_\alpha = \frac{1}{\sqrt{3}} \times (2 \times V_{ab} + V_{bc}) \quad (3.34)$$

$$V_\beta = V_{bc} \quad (3.35)$$

3.2.4. Algoritmo de Corrente Alfa Beta

Este cálculo foi simplificado de modo a melhorar o seu desempenho no microcontrolador.

Colocando a corrente I_α em fase com a corrente I_a temos (equação 3.36):

$$I_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left(I_a - \frac{1}{2} I_b - \frac{1}{2} I_c \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left(I_a - \frac{1}{2} I_b - \frac{1}{2} (-I_b + I_a) \right) =$$

$$I_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \frac{3}{2} \times I_a \quad (3.36)$$

Sendo a corrente I_β dada pela equação 3.37:

$$I_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} I_b - \frac{\sqrt{3}}{2} I_c \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} I_b - \frac{\sqrt{3}}{2} I_c \right) \quad (3.37)$$

E mudando a sua amplitude em concordância com a corrente I_α :

$$I_\beta = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \times \frac{\sqrt{3}}{2} (I_b - I_c)}{\sqrt{\frac{2}{3}} \times \frac{3}{2}} = \frac{\sqrt{3}}{3} (I_b - I_c) = \frac{\sqrt{3}}{3} (I_a + 2I_b) \quad (3.38)$$

3.2.5. Algoritmo de Corrente DQ

Para o cálculo de I_d e I_q recorreu-se à transformada de Park (equações 3.39).

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix}$$

$$I_d = I_\alpha \cos \theta + I_\beta \sin \theta \quad (3.39)$$

$$I_q = I_\beta \cos \theta - I_\alpha \sin \theta$$

Sendo $I_q=0$ o valor de I_d é constante quando não existe variação de carga.

3.2.6. Cálculo de P e Q

Sendo:

$$P = V_d I_d + V_q I_q \quad (3.40)$$

$$Q = V_d I_q - V_q I_d \quad (3.41)$$

E sendo alcançado $I_q=0$, vem que:

$$P = V_d I_d \quad (3.42)$$

O que permite que o conversor seja comandado a partir apenas da análise dos sinais de entrada. Permitindo gerir a carga tanto em potência, como em corrente como em tensão, na saída. Basta para isso que se coloque cada uma das variáveis fixa, através de software.

3.2.7. O fluxograma real do cálculo dos algoritmos

Na realidade o programa foi dimensionado para efetuar apenas os cálculos mínimos necessários. A aplicação prática dos algoritmos tem ligeiras modificações com recurso a rotinas em assembler de forma a agilizar o processo.

Na figura seguinte é apresentado o diagrama de blocos do sistema:

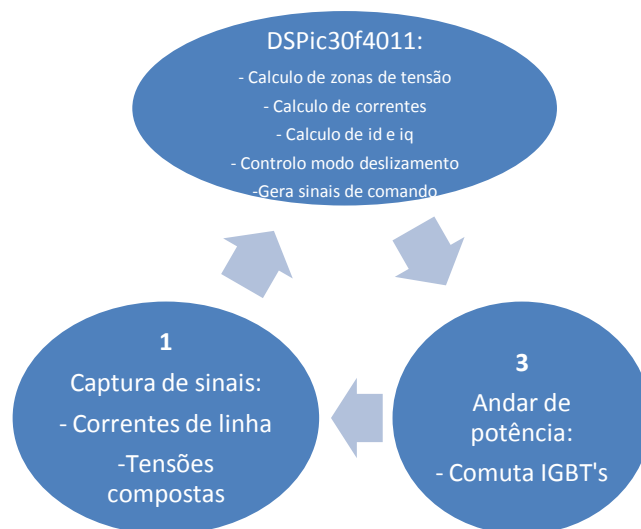


Figura 3-4 Diagrama de blocos do processo básico

Para o microcontrolador fazer os cálculos é elaborada a seguinte sequência:

a) Aquisição de sinais:

- Correntes simples
- Tensões compostas

b) Cálculos intermédios:

- Tensões simples
- Correntes alfa beta
- Cálculo ângulo de rotação (θ)
- Correntes dq

c) Atuação dos semicondutores:

- Determinação da zona de tensão
- Determinação do estado das correntes dq
- Atuação de semicondutores se estiver fora da superfície de deslizamento mediante lista de vetores disponíveis para a zona de tensão atual

A partir das tensões compostas acham-se as tensões $V_{\alpha\beta}$ (equações 3.43 e 3.44):

$$V_{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times (2 \times V_{ab} + V_{bc}) \quad (3.43)$$

$$V_{\beta} = V_{bc} \quad (3.44)$$

Depois as correntes $I_{\alpha\beta}$ (equações 3.45 e 3.46):

$$I_{\alpha} = I_a \quad (3.45)$$

$$I_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_a + 2I_b) \quad (3.46)$$

Cálculo do ângulo de rotação θ (equações 3.47 e 3.48):

$$\sin \theta = \frac{V_{\beta}}{\sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2}} \quad (3.47)$$

$$\cos \theta = \frac{V_{\alpha}}{\sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2}} \quad (3.48)$$

Cálculo das correntes I_{dq} (equações 3.49 e 3.50):

$$I_d = I_{\alpha} \cos \theta + I_{\beta} \sin \theta \quad (3.49)$$

$$I_q = I_{\beta} \cos \theta - I_{\alpha} \sin \theta \quad (3.50)$$

3.2.7.1. Zonas de tensão

O círculo trigonométrico foi dividido em 12 zonas de tensão, tendo o sistema assim referência espacial das tensões de entrada em cada momento (ver resumo na tabela 3-3).

Tabela 3-3 Zonas de tensão

Zona	Tensões		Radianos	Graus
1	$V_c \leq 0$	$V_b \leq V_c$	$11\pi/3$ a 2π	330 a 360
2	$V_b \leq 0$	$V_c \leq V_b$	0 a $\pi/6$	0 a 30
3	$V_b > 0$	$V_a \geq V_b$	$\pi/6$ a $\pi/3$	30 a 60
4	$V_a > 0$	$V_b \geq V_a$	$\pi/3$ a $\pi/2$	30 a 90
5	$V_a \leq 0$	$V_c \leq V_a$	$\pi/2$ a $2\pi/3$	90 a 120
6	$V_c \leq 0$	$V_a \leq V_c$	$2\pi/6$ a $5\pi/6$	120 a 150
7	$V_c > 0$	$V_b \geq V_c$	$5\pi/6$ a π	150 a 180
8	$V_b > 0$	$V_c \geq V_b$	π a $7\pi/6$	180 a 210
9	$V_b \leq 0$	$V_a \leq V_b$	$7\pi/6$ a $4\pi/3$	210 a 240
10	$V_a \leq 0$	$V_b \leq V_a$	$4\pi/3$ a $3\pi/2$	240 a 270
11	$V_a > 0$	$V_c \geq V_a$	$3\pi/2$ a $5\pi/3$	270 a 300
12	$V_c > 0$	$V_a \geq V_c$	$5\pi/3$ a $11\pi/3$	300 a 330

A tabela anterior pode ser observada na figura 3-5 de uma forma gráfica, de mais fácil compreensão:

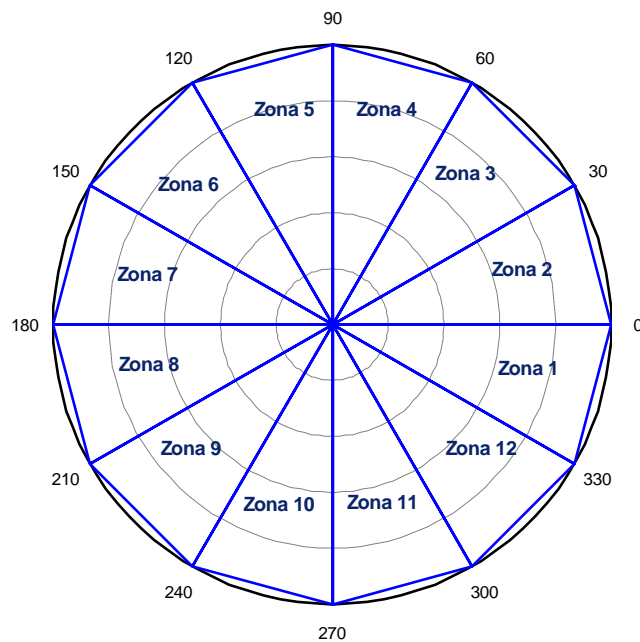


Figura 3-5 Zonas de tensão

As zonas e as referentes tensões simples podem ser implementadas na mesma figura em função do tempo (figura 3-6).

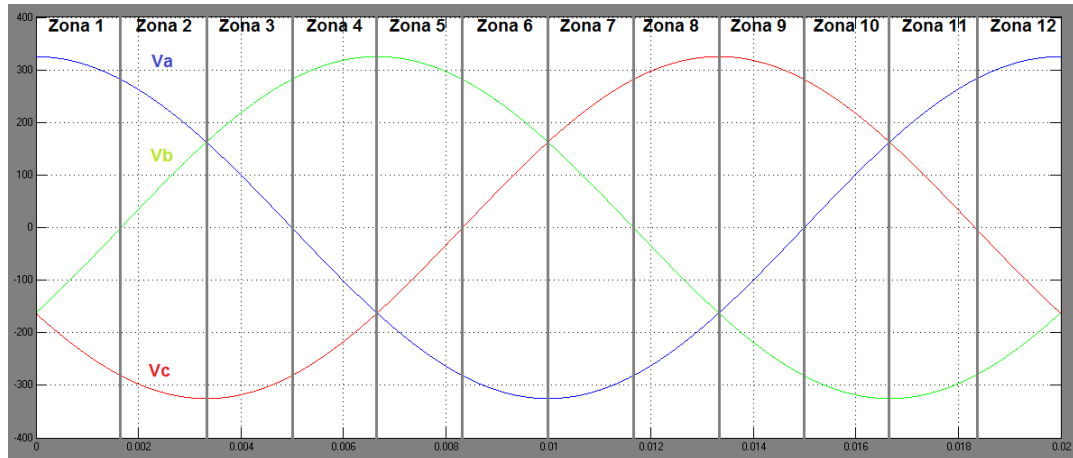


Figura 3-6 Zonas de tensão com as tensões simples

Estabeleceram-se também a lista de vetores (tabela 3-4) a serem utilizados pelo sistema, utilizando apenas dois interruptores por cada vetor:

Tabela 3-4 Tabela de vetores

Vetor	Semicondutor					
	S_{ap}	S_{an}	S_{bp}	S_{bn}	S_{cp}	S_{cn}
0	1	1	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	1
2	0	0	1	0	0	1
3	0	1	1	0	0	0
4	0	1	0	0	1	0
5	0	0	0	1	1	0
6	1	0	1	0	0	0

3.2.7.2. Controlo independente de I_q e I_d

Para possibilitar o controlo de I_q fez-se uma lista de vetores (tabela 3-5) a serem aplicados quando se quer reduzir o valor de I_q ou aumentá-lo em cada zona de tensão:

Tabela 3-5 Vetores de controlo independente de I_q

Zona	Vetor	
	Sobe I_q	Desce I_q
1	1	6
2	1	6
3	2	1
4	2	1
5	3	2
6	3	2
7	4	3
8	4	3
9	5	4
10	5	4
11	6	5
12	6	5

O mesmo foi elaborado para I_d (tabela 3-6) de forma a poder-se controlar em cada zona, a descida de I_d pode ser implementada apenas desligando o sistema, e a corrente acabará por extinguir-se:

Tabela 3-6 Vetores de controlo independente de I_d

Zona	Vetor	
	Sobe I_d	Desce I_d
1	6	0
2	1	0
3	1	0
4	2	0
5	2	0
6	3	0
7	3	0
8	4	0
9	4	0
10	5	0
11	5	0
12	6	0

3.2.7.3. Solução implementada

A superfície de deslizamento inclui referências: o valor de I_q e o de I_d . A referência I_q está sempre centrada no valor nulo para garantir o ângulo de desfasamento φ entre a corrente e a tensão nulo. O valor de I_d depende da corrente que se pretende na saída (ver equações 3.51).

$$\begin{aligned} erro_q &= i_{q_setpoint} - i_{q_feed} \\ erro_d &= i_{d_setpoint} - i_{d_feed} \end{aligned} \quad (3.51)$$

De modo a evitar excesso de comutações, existe um valor de histerese para cada referência, de acordo com a tabela 3-7:

Tabela 3-7 Vetores de deslizamento

Zona	Superfície q	Superfície d	Vetor
1	Erro_q>histerese_q	Erro_d>histerese_d	5
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d>histerese_d	6
	Erro_q>histerese_q	Erro_d<-histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d<-histerese_d	1
2	Erro_q>histerese_q	Erro_d>histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d>histerese_d	6
	Erro_q>histerese_q	Erro_d<-histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d<-histerese_d	2
3	Erro_q>histerese_q	Erro_d>histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d>histerese_d	1
	Erro_q>histerese_q	Erro_d<-histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d<-histerese_d	2
4	Erro_q>histerese_q	Erro_d>histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d>histerese_d	1
	Erro_q>histerese_q	Erro_d<-histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d<-histerese_d	3
5	Erro_q>histerese_q	Erro_d>histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d>histerese_d	2
	Erro_q>histerese_q	Erro_d<-histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d<-histerese_d	3
6	Erro_q>histerese_q	Erro_d>histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d>histerese_d	2
	Erro_q>histerese_q	Erro_d<-histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d<-histerese_d	4
7	Erro_q>histerese_q	Erro_d>histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d>histerese_d	3
	Erro_q>histerese_q	Erro_d<-histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d<-histerese_d	4
8	Erro_q>histerese_q	Erro_d>histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d>histerese_d	3
	Erro_q>histerese_q	Erro_d<-histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d<-histerese_d	5
9	Erro_q>histerese_q	Erro_d>histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d>histerese_d	4
	Erro_q>histerese_q	Erro_d<-histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d<-histerese_d	5
10	Erro_q>histerese_q	Erro_d>histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d>histerese_d	4
	Erro_q>histerese_q	Erro_d<-histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d<-histerese_d	6
11	Erro_q>histerese_q	Erro_d>histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d>histerese_d	5
	Erro_q>histerese_q	Erro_d<-histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d<-histerese_d	6
12	Erro_q>histerese_q	Erro_d>histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d>histerese_d	5
	Erro_q>histerese_q	Erro_d<-histerese_d	0
	Erro_q<-histerese_q	Erro_d<-histerese_d	1

A solução proposta apenas é uma das muitas que se poderão aplicar, na minha óptica é a que deu melhores resultados. É de notar que nem sempre é possível obter os vectores necessários, e que foi dada prioridade ao controlo de I_q em detrimento de I_d .

3.3. Cálculos de dimensionamento

Numa primeira fase fez-se o dimensionamento dos semicondutores, depois dos dissipadores e por último os componentes passivos dos diversos filtros. O dimensionamento é feito com o pressuposto que o carregador fornecerá 5kW na saída com uma tensão contínua de 100V e uma corrente contínua máxima de 50A.

3.3.1. Corrente em cada um dos braços

Para dimensionar a corrente nos braços utiliza-se a Potência útil de saída máxima do conversor, com vista a calcular a razão cíclica δ , que deverá provocar a tensão média de 100V na saída, comutando a tensão composta nos diferentes ramos.

A potência correspondente a uma condução contínua nos interruptores à corrente máxima pretendida será a correspondente à calculada na equação 3.52.

$$\begin{aligned} P' &= V_{composto_{medio}} \times I_{out} = \frac{3}{\pi} \times \sqrt{2} \times \sqrt{3} \times V_{simples} \times I_{out} \\ &= \frac{3}{\pi} \times \sqrt{2} \times \sqrt{3} \times 230 \times 50 = 26899,54VA \end{aligned} \quad (3.52)$$

A potência útil requerida para este sistema é igual a (equação 3.53):

$$P_{out} = V_{out} \times I_{out} = 100 \times 50 = 5kW \quad (3.53)$$

Assim a razão cíclica do equipamento será igual a (equação 3.54):

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{V_{out}}{V_{composto_{medio}}} = \frac{100}{\frac{3}{\pi} \times \sqrt{2} \times \sqrt{3} \times V_{simples}} = \frac{100}{\frac{3}{\pi} \times \sqrt{2} \times \sqrt{3} \times 230} = 0,1858 \\ &= 0,19 \end{aligned} \quad (3.54)$$

Potência num sistema em triângulo (equação 3.55):

$$P_{\Delta} = \sqrt{3} \times V_{simples} \times \sqrt{3} \times I_{ef\ linha} \Leftrightarrow 5000 = \sqrt{3} \times 230 \times \sqrt{3} \times I_{ef\ linha} \Leftrightarrow I_{ef\ linha} = 7,24637 = 7,25A \quad (3.55)$$

Portanto a corrente em cada um dos braços será perto de 7,25 A, para o cálculo dos dissipadores irá utilizar-se o valor eficaz de 10 A.

O díodo de roda livre vai assegurar a continuidade da corrente na bobina do filtro de saída quando os interruptores estiverem ao corte, sendo o seu valor médio (equação 3.56):

$$I_{Dmed} = (1 - \delta) \times I_{out} = (1 - 0,18) \times 50 = 41 A \quad (3.56)$$

E o seu valor eficaz (equação 3.57):

$$I_{Def} = \sqrt{(1 - \delta)} \times I_{out} = \sqrt{(1 - 0,18)} \times 50 = 45,2769 = 45,3A \quad (3.57)$$

Observando os valores do *datasheet* do díodo, a potência dissipada no díodo, utilizando o circuito equivalente (uma fonte de tensão em série com uma resistência), será (equação 3.58):

$$P_D = V_{TD} \times I_{Dmed} + R_T \times I_{ef}^2 = 1,3 \times 41 + 0,0046 \times 45,3^2 = 62,7396 = 63W \quad (3.58)$$

O valor de V_{TD} foi calculado por extrapolação visto que assume 1,2 para uma corrente de 30 A e 1,4 para uma corrente de 60 A a 25°C. Para sabermos a corrente em cada ramo executaremos a seguinte operação, utilizando a tensão composta. A situação de maior consumo corresponderá a uma condução contínua nos semicondutores.

Considerando um retificador de díodos alimentado a uma tensão trifásica a sua tensão média de saída é dada pela seguinte fórmula (equação 3.59):

$$V_{omed} = \frac{1}{T} \int v_{12}(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/6}^{\pi/3} \sqrt{2} \sqrt{3} V_{sef} \sin(\omega t) d\omega t = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{sef} \cong 2,339 V_{sef} \quad (3.59)$$

No nosso caso V_{omed} será de (equações 3.60 e 3.61):

$$V_{omed} = 2,339 \times V_{sef} = 2,339 \times 230 = 537,97V \quad (3.60)$$

$$\begin{aligned} V_{0ef} &= \frac{1}{\pi/3} \sqrt{\int_{\pi/3}^{\frac{2\pi}{3}} (\sqrt{2}\sqrt{3}V_{sef} \sin(\omega t))^2 d\omega t} = \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} \sqrt{3}V_{sef} \cong 2,341V_{sef}V_{0ef} = \\ &= 2,341 \times 230 = 538,43V \end{aligned} \quad (3.61)$$

A potência de saída máxima do andar retificador será aproximadamente 5000W (desprezando as perdas no filtro de saída) será (equação 3.62):

$$P = \frac{V^2}{R_{eq}} \Leftrightarrow R_{eq} = \frac{V^2}{P} \Leftrightarrow R_{eq} = \frac{537,97^2}{5000} = 57,88\Omega \cong 58\Omega \quad (3.62)$$

A corrente á saída do retificador será em média (equação 3.63):

$$i_{omed} = \frac{V_{omed}}{R_{eq}} = \frac{537,97}{58} = 9,275A \quad (3.63)$$

A corrente média pedida por cada um dos braços do retificador será (equação 3.64):

$$i_{braço_{med}} = \frac{i_{omed}}{3} = \frac{9,275}{3} = 3,092A \quad (3.64)$$

3.3.2. Dimensionamento dos dissipadores

Consideraremos para dimensionamento dos dissipadores a corrente de 10 A por braço (cada braço a conduzir 1/3 do tempo a corrente calculada na eq. 3.63), com frequência máxima de comutação de 5kHz. Para o díodo de saída irá considerar-se os 10kHz.

Assim, passaremos a calcular a potência dissipada em cada um dos semicondutores, seguidamente num dos braços (conjunto de um IGBT e um díodo).

3.3.2.1. Potência dissipada nos IGBT

Para o cálculo dos dissipadores tem de se calcular a potência que os IGBT dissipam na carga máxima. Para isso tem de se recorrer a dados fornecidos pelos fabricantes dos dispositivos, (tabelas 3-8 e 3-9) para que se entendam os seus limites. Os semicondutores acabam por ter dois tipos de perdas: de condução e de comutação. De condução quando estão submetidos a uma condução contínua, de comutação nos momentos de mudança de estado, ou iniciam condução ou a terminam.

Tabela 3-8 Extracto do *datasheet* dos IGBT's – características de comutação

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	180	270		$I_C = 24\text{A}$ $V_{CC} = 400\text{V}$ see figure 8 $V_{GE} = 15\text{V}$
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	25	38	nC	
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	70	110		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	36	—		$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 24\text{A}$, $V_{CC} = 960\text{V}$ $V_{GE} = 15\text{V}$, $R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" see figures 9,10,14
t_r	Rise Time	—	27	—	ns	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	200	300		
t_f	Fall Time	—	130	190		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	1.21	—		mJ
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	2.25	—		
E_{ts}	Total Switching Loss	—	3.46	4.1		
t_{sc}	Short Circuit Withstand Time	10	—	—	μs	$V_{CC} = 720\text{V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 15\text{V}$, $R_G = 5.0\Omega$
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	35	—		$T_J = 150^\circ\text{C}$, $I_C = 24\text{A}$, $V_{CC} = 960\text{V}$ $V_{GE} = 15\text{V}$, $R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" see figures 10,11,14
t_r	Rise Time	—	29	—	ns	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	380	—		
t_f	Fall Time	—	280	—		
E_{ts}	Total Switching Loss	—	7.80	—	mJ	
L_E	Internal Emitter Inductance	—	13	—	nH	Measured 5mm from package
C_{ies}	Input Capacitance	—	2800	—		$V_{GE} = 0\text{V}$
C_{oes}	Output Capacitance	—	140	—	pF	$V_{CC} = 30\text{V}$ see figure 7
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	53	—		$f = 1.0\text{MHz}$

Tabela 3-9 Extracto do *datasheet* dos IGBT's – características térmicas

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	1200	—	—	V	$V_{GE} = 0\text{V}$, $I_C = 250\mu\text{A}$
$V_{(BR)ECS}$	Emitter-to-Collector Breakdown Voltage	18	—	—	V	$V_{GE} = 0\text{V}$, $I_C = 1.0\text{A}$
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.91	—	V/°C	$V_{GE} = 0\text{V}$, $I_C = 2.0\text{mA}$
$V_{CE(ON)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	2.77	3.5	V	$I_C = 24\text{A}$ $V_{GE} = 15\text{V}$
		—	3.28	—		$I_C = 45\text{A}$ see figures 2, 5
		—	2.54	—		$I_C = 24\text{A}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	6.0		$V_{CE} = V_{GE}$, $I_C = 250\mu\text{A}$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-10	—	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}$, $I_C = 2.0\text{mA}$
g_{fe}	Forward Transconductance	13	19	—	S	$V_{CE} = 100\text{V}$, $I_C = 24\text{A}$
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	μA	$V_{GE} = 0\text{V}$, $V_{CE} = 1200\text{V}$
		—	—	2.0		$V_{GE} = 0\text{V}$, $V_{CE} = 10\text{V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$
		—	—	5000		$V_{GE} = 0\text{V}$, $V_{CE} = 1200\text{V}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20\text{V}$

As perdas nos semicondutores (IGBTs) podem ser calculadas através da equação 3.65:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{perdas IGBT}} &= P_{\text{perdas de condução}} + P_{\text{perdas de comutação}} \\
 P_{\text{perdas IGBT}} &= P_{\text{perdas de condução}} + P_{\text{perdas ao ligar}} + P_{\text{perdas ao desligar}} \\
 P_{\text{perdas IGBT}} &= \left(\frac{T1}{T2} \times I_f \times V_{\text{cesat}} \right) + (f_c \times (E_{\text{on}} + E_{\text{off}})) \\
 P_{\text{perdas IGBT}} &= \left(\frac{1}{3} \times 10 \times 3,28 \right) + (5 \times 10^3 \times (1,21 \times 10^{-3} + 2,25 \times 10^{-3})) \\
 &= 28,23W
 \end{aligned} \tag{3.65}$$

3.3.2.2. Potência dissipada nos díodos série

O cálculo da potência dissipada nos díodos é diferente dos IGBT's. Tem perdas de condução, mas tem uma parcela suplementar dedicada à recuperação do díodo (ver tabela 3-10).

Tabela 3-10 Extrato do *datasheet* dos díodos

Voltage Ratings

Part Number	V_{RRM} , maximum peak reverse voltage V	V_{RSM} , maximum non repetitive peak reverse voltage V	I_{RRM} 150°C mA
60EPF10, 60CPF10	1000	1100	8
60EPF12, 60CPF12	1200	1300	

Absolute Maximum Ratings

Parameters	60.PF..	Units	Conditions
$I_{F(AV)}$ Max. Average Forward Current	60	A	@ $T_c = 103^\circ\text{C}$, 180° conduction half sine wave
I_{FSM} Max. Peak One Cycle Non-Repitive Surge Current	700	A	10ms Sine pulse, rated V_{RRM} applied
	830		10ms Sine pulse, no voltage reappplied
I^2t Max. I^2t for fusing	2450	A^2s	10ms Sine pulse, rated V_{RRM} applied
	3460		10ms Sine pulse, no voltage reappplied
$I^2t_{(t)}$ Max. I^2t for fusing	34600	$\text{A}^2\sqrt{\text{s}}$	t=0.1 to 10ms, no voltage reappplied

Electrical Specifications

Parameters	60.PF..	Units	Conditions
V_{FM} Max. Forward Voltage Drop	1.4	V	@ 60A, $T_j = 25^\circ\text{C}$
r_f Forward slope resistance	4.6	mΩ	$T_j = 125^\circ\text{C}$
$V_{F(TC)}$ Threshold voltage	0.9	V	
I_{RM} Max. Reverse Leakage Current	0.1	mA	$T_j = 25^\circ\text{C}$
	8		$T_j = 150^\circ\text{C}$
			$V_R = \text{rated } V_{RRM}$

Recovery Characteristics

Parameters	60.PF..	Units	Conditions
t_{rr} Reverse Recovery Time	480	ns	I_F @ 60Apk
I_{rr} Reverse Recovery Current	8	A	@ 25A/ μs
Q_{rr} Reverse Recovery Charge	2.7	μC	@ 25°C
S Snap Factor	0.6		

Thermal-Mechanical Specifications

Parameters	60.PF..	Units	Conditions
T_j Max. Junction Temperature Range	-40 to 150	$^\circ\text{C}$	
T_{stg} Max. Storage Temperature Range	-40 to 150	$^\circ\text{C}$	
R_{thJC} Max. Thermal Resistance Junction to Case	0.4	$^\circ\text{C/W}$	DC operation
R_{thJA} Max. Thermal Resistance Junction to Ambient	40	$^\circ\text{C/W}$	
R_{thCS} Typical Thermal Resistance, Case to Heatsink	0.2	$^\circ\text{C/W}$	Mounting surface, smooth and greased
wt. Approximate Weight	6(0.21)	g(oz.)	
T Mounting Torque	Min.	6(5)	Kg-cm (lb-ft-in)
	Max.	12(10)	
Case Style	TO-247AC		JEDEC (Modified)

As perdas nos semicondutores (diodos) podem ser calculadas através da equação 3.66:

$$P_{\text{perdas Diodo}} = P_{\text{perdas de condução}} + P_{\text{perdas de recuperação}}$$

$$P_{\text{perdas de condução}} = V_{FT0} \times I_{Dmed} + R_T \times I_{ef}^2 = 0,9 \times \frac{10}{3} + 4,6 \times 10^{-3} \times \sqrt{\left(\frac{10}{3}\right)}^2 \quad (3.66)$$

$$= 3,015W$$

Onde V_{to} é a queda de tensão para correntes baixas e $r_t \times I_d$ será o acréscimo de potência dissipada quando a corrente aumenta. As perdas de recuperação (quando passa a ser inversamente polarizado) podem ser calculadas mediante a equação 3.67 usando a carga despendida em vez da energia:

$$P_{\text{perdas de recuperação}} = Q_{rr} \times V_{rr} \times f_c \quad (3.67)$$

$$P_{\text{perdas recuperação}} = 2,7 \times 10^{-6} \times 537,97 \times 5000 = 7,263W$$

Logo em cada diodo da ponte temos: $3,015 + 7,263 = 10,278W$ dissipados.

3.3.2.3. Potência dissipada no diodo roda livre

Da mesma forma pode-se calcular a potência dissipada no diodo de roda livre, onde os seguintes dados serão mudados: $V_{rr} = 560 V_{cc}$, pois será a saída máxima do conversor e os 50 A de corrente máxima, porque é a corrente máxima quando o diodo é polarizado diretamente (quando a ponte de IGBTs não fornece energia, descarregando assim a bobina sobre o diodo e a carga). Iremos considerar esse período $(1-0,18) = 0,82$ do tempo, para tempo morto na ponte de interruptores, logo para condução do diodo, colocado em paralelo com a saída da ponte de interruptores.

As perdas no diodos de roda livre podem ser calculadas através da equação 3.68:

$$P_{\text{perdas Diodo}} = P_{\text{perdas de condução}} + P_{\text{perdas de recuperação}}$$

$$P_{\text{condução}} = V_{FT0} \times I_{Dmed} + R_T \times I_{ef}^2 \quad (3.68)$$

$$= \frac{1}{3} \times 0,82 \times 50 + 4,6 \times 10^{-3} \times \left(\sqrt{\frac{1}{3} \times 0,82 \times 50} \right)^2 =$$

$$= 13,667 + 3,143 = 16,81W$$

As perdas de recuperação podem ser calculadas mediante a equação 3.69 usando a carga despendida em vez da energia, como anteriormente foi elaborado:

$$P_{\text{perdas de recuperação}} = Q_{rr} \times V_{rr} \times f_c \quad (3.69)$$

$$P_{\text{perdas recuperação}} = 2,7 * 10^{-6} * 560 * 10000 = 15,12W$$

A potência total dissipada no diodo de roda livre é 16,81+15,12=31,93W.

3.3.2.4. Potência absorvida

Portanto o conversor consumirá em regime máximo estacionário, desprezando as perdas nos filtros de entrada e saída:

$$P_{\text{absorvida}} = \text{Potência Util} + \sum \text{Perdas IGBT} + \sum \text{Perdas diodos série} + \text{Perdas diodo de roda livre} \quad (3.70)$$

$$P_{\text{absorvida}} = 5000 + 28,23 \times 2 + 10,278 \times 2 + 31,93 = 5108,946 \approx 5109W$$

Sendo assim o rendimento teórico do conversor será perto de 98%.

$$\eta = \frac{\text{Potência Util}}{P_{\text{absorvida}}} \times 100 = \frac{5000}{5109} = 97,87\% \quad (3.71)$$

3.3.2.5. Cálculo das resistências térmicas e dissipadores

3.3.2.5.1. IGBT e diodo série

Iremos calcular primeiramente as perdas no conjunto IGBT e diodo série, com dissipador comum aos dois semicondutores, tal como especificado na figura 3-7 (23).

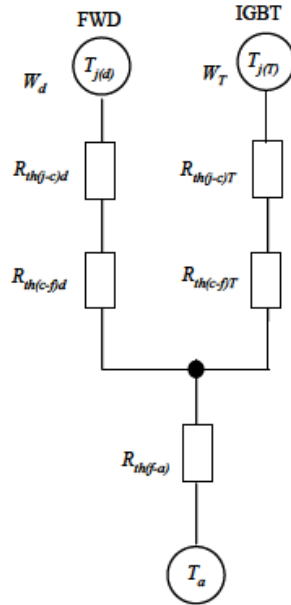


Figura 3-7 Esquema térmico de diodo e IGBT no mesmo dissipador

Sendo FWD o diodo série, T_j a temperatura da junção do semiconductor, $R_{th(j-c)}$ a resistência térmica entre a junção e a cápsula, $R_{th(c-f)}$ a resistência térmica entre a cápsula e o dissipador e $R_{th(f-a)}$ a resistência térmica entre o dissipador e o ar. Analisando os *datasheets* dos fabricantes verificou-se que a temperatura máxima da junção (T_{jmax}), em cada um dos semicondutores era a mesma: 150°C, temperatura acima da qual a junção entra em disrupção. Estabeleceu-se um T_{jmax} de 125°C para os nossos cálculos e uma temperatura ambiente de 50°C, pois o equipamento será utilizado em ambiente industrial, sem controlo de temperatura.

Assim temos para o diodo (equação 3.72):

$$T_j(d) = W_d \times [R_{th(j-c)}d + R_{th(c-f)}d] + [(W_d + W_t) \times R_{th(f-a)}] + T_a$$

$$R_{th(f-a)} = \frac{T_j(d) - T_a - W_d \times [R_{th(j-c)}d + R_{th(c-f)}d]}{W_d + W_t} \quad (3.72)$$

$$R_{th(f-a)} = \frac{125 - 50 - 10,278 \times [0,4 + 0,2]}{10,278 + 28,23} = 1,788^\circ\text{C/W}$$

De igual modo calculou-se para o IGBT (equação 3.73):

$$T_j(t) = W_t \times [R_{th(j-c)}t + R_{th(c-f)}t] + [(W_t + W_d) \times R_{th(f-a)}] + T_a$$

$$R_{th(f-a)} = \frac{T_j(t) - T_a - W_t \times [R_{th(j-c)}t + R_{th(c-f)}t]}{W_t + W_d} \quad (3.73)$$

$$R_{th}(f-a) = \frac{125 - 50 - 28,23 \times [0,64 + 0,24]}{28,23 + 10,278} = 1,303^{\circ}\text{C/W}$$

É necessário escolher um dissipador com resistência térmica inferior a 1,303°C/W para o conjunto, pois foi o IGBT que demonstrou necessitar de um dissipador com resistência térmica menor, quando em junção com o calor dissipado no díodo.

Para o braço de mais próximo da saída, o 000MD da Aavid Thermalloy (fig. 3-8) pareceu adequado, com comprimento numa secção de 10cm, demonstrando 1,17°C/W, sendo maior em extensão, mas menor em altura do que o escolhido para os restantes braços.

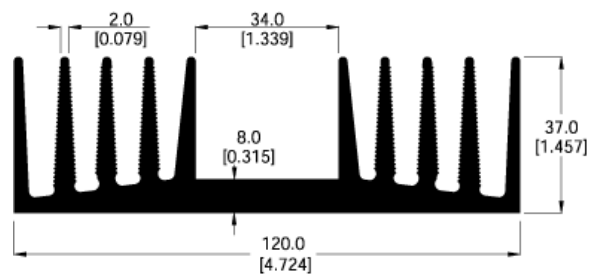


Figura 3-8 Dissipador 000MD da Aavid Thermalloy

Para os restantes dois braços escolheu-se o 60565 (fig. 3-9) do mesmo fabricante, possibilitando mais espaço para a cablagem ser instalada entre os quatro dissipadores deste tipo, assim como os condensadores do filtro de entrada, que devem ser instalados o mais próximo possível dos IGBT's. Escolheu-se uma secção de 8,5cm para cada dissipador, alcançando assim 1,23°C/W.

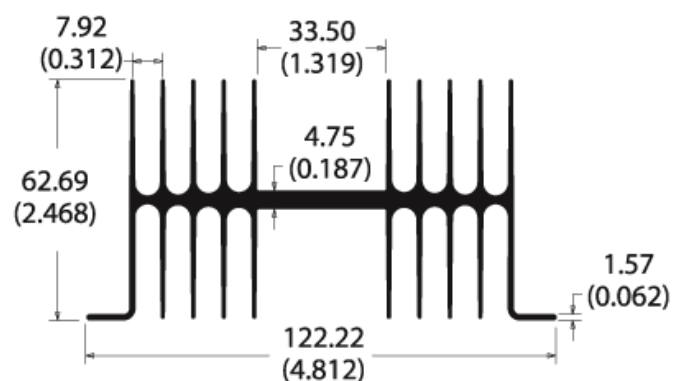


Figura 3-9 Dissipador 60565 da Aavid Thermalloy

3.3.2.5.2. Díodo roda livre

Para o díodo de roda livre torna-se mais simples o calculo (equação 3.74):

$$Tj(d) = Wd \times [Rth(j - c)d + Rth(c - f)d] + Wd \times Rth(f - a) + Ta$$

$$Rth(f - a) = \frac{Tj(d) - Ta - Wd \times [Rth(j - c)d + Rth(c - f)d]}{Wd} \quad (3.74)$$

$$Rth(f - a) = \frac{125 - 50 - 31,93 \times [0,4 + 0,2]}{31,93} = 0,4997 \approx 1,749^{\circ}\text{C/W}$$

Sendo menos complicada a escolha de dissipador 62325 da Aavid Thermalloy (fig. 3-10) com resistência térmica de $0,72^{\circ}\text{C/W}$ para uma secção de 8,5cm.

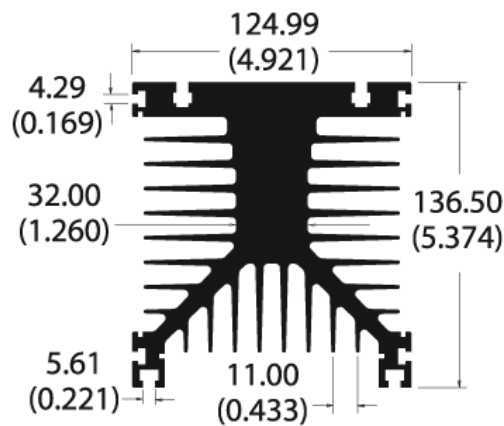


Figura 3-10 Dissipador 62325 da Aavid Thermalloy

No caso de ser necessário, os fabricantes de dissipadores disponibilizam tabelas de refrigeração adicional a ar, se não se quiser ultrapassar os 120°C na cápsula, correspondentes aos $0,72^{\circ}\text{C/W}$. Para este tipo de dissipador com esta dimensão o fabricante estabelece o seguinte:

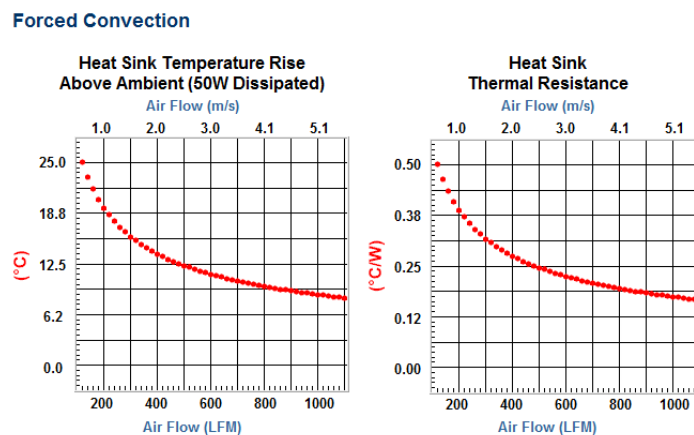


Figura 3-11 Efeito da Ventilação forçada nos dissipadores

3.3.3. Filtro de saída

Tendo em conta que a tensão máxima na saída é de 100V, quando o circuito fica sem alimentação, é essa a tensão a que a bobina fica sujeita. Quando o circuito se encontra em situação normal, só circula corrente no díodo, quando todos os interruptores se encontram ao corte (igual aos períodos de tempos mortos do circuito).

Na situação de carga máxima e faltar a alimentação a corrente será de 50 A a circular no díodo, momentaneamente, a sua taxa de decrescimento será a calculada na equação 3.75:

$$V_L = L \frac{di}{dt} \Leftrightarrow \frac{di}{dt} = \frac{V}{L} \Leftrightarrow \frac{di}{dt} = \frac{100}{100 \times 10^{-6}} = 1A/\mu s \quad (3.75)$$

No entanto para dimensionar o filtro de saída cujo objetivo é de alisar a corrente de saída, tem de se olhar para a dinâmica do circuito em carga. Assim, tem-se uma tensão pulsante aplicada a um dos terminais da bobina enquanto do outro tem-se a tensão de saída do conversor.

A tensão pulsante, considerando o seu valor máximo será de (equação 3.76):

$$V_{0\max} = V_{\text{composto máximo}} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} \times V_{\text{simples}} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} \times 230 = 563,38V \cong 563V \quad (3.76)$$

Para dar a tensão máxima à sua saída (100Vcc – a tensão aos terminais do condensador) o fator de ciclo do circuito é calculado através da equação 3.77:

$$\delta = \frac{V_{dc}}{V_0} = \frac{100}{564} = 0,1773 \cong 0,18 \quad (3.77)$$

Em percentagem corresponde a uma condução do circuito de potência de 18% do tempo, para a tensão de saída máxima. Quando existe condução, considerando um *ripple* na corrente de saída de 4A e uma frequência de corte de 1kHz para a frequência de comutação de 10kHz, temos (eq. 3.78):

$$\begin{aligned} V_L &= L \frac{di}{dt} \\ V_0 - V_c &= V_0 - V_{dc} = L \frac{di}{dt} \\ L &= \frac{(V_0 - V_{dc})}{\Delta i} \times \delta T = \frac{564 - 100}{4} \times 0,18 \times \frac{1}{10000} = 116 \times 0,18 \times \frac{1}{10000} \\ &= 0,002088 \cong 2mH \end{aligned} \quad (3.78)$$

Para calcular o condensador olha-se para a frequência de corte do filtro foi utilizada a eq. 3.79.

$$2\pi f = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Leftrightarrow C = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f}\right)^2}{L} = \frac{\left(\frac{1}{2\pi \times 1000}\right)^2}{2 \times 10^{-3}} = \frac{2,533 \times 10^{-8}}{2 \times 10^{-3}} = 0,000012665$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 12,7 \mu F \quad (3.79)$$

3.3.4. Filtro de entrada

O filtro de entrada tem por função cortar as harmônicas geradas pela comutação dos IGBTs para a rede. O dimensionamento do filtro trifásico de entrada não é tão trivial. Foi escolhida uma topologia composta de uma bobina em paralelo com uma resistência por fase e um condensador ligado entre fases. O estudo irá ser feito por fase, sendo o seu resultado no final, três circuitos de igual topologia ligados entre si num sistema trifásico. (24)

À saída do filtro temos uma tensão equivalente a uma tensão simples, cujo seu valor máximo é dado pela equação 3.80:

$$V_{simples} = \sqrt{2} \times 230 = 325,269V \cong 325V \quad (3.80)$$

A potência máxima de saída foi estipulada em 5kW, sendo a resistência equivalente aplicada a cada ramo do filtro dada pela equação 3.81:

$$r_i = \frac{V_{out}^2}{\frac{P}{3}} = \frac{325^2}{\frac{5000}{3}} = 63,375\Omega \quad (3.81)$$

Para o fator de amortecimento (ζ) considera-se um valor entre 0,5 e 0,7, vai-se considerar 0,6. Para a frequência de comutação optou-se por considerar 5kHz, um pouco mais de 1/3 da comutação estipulada para a saída devido ao controlo ser por tipo modo de deslizamento podendo os ramos não comutarem de igual periodicidade.

O cálculo da frequência angular de corte do filtro (ω_p), que deve ser muito inferior à frequência angular de comutação é calculado pela equação 3.82:

$$\omega_f = 2\pi f = 2 \times 3,1416 \times 5000 = 31416,927 \text{ rad/s}$$

$$\omega_p = \frac{\omega_f}{3} = 10471,975 \text{ rad/s} \quad (3.82)$$

O fator H_p limita as perdas na resistência e o *ripple* no condensador em valores aceitáveis. Este fator deve-se encontrar tabelado entre os seguintes valores (eq. 3.83:)

$$1 < H_p < \frac{1}{2 \times \zeta^2} \quad (3.83)$$

Irá considerar-se $H_p=1,1$ para este dimensionamento, no entanto o valor de $0,95/(2 \times \zeta^2)$ poderia ser suficiente.

O valor da impedância resultante do filtro será dado pela equação 3.84:

$$Z_f = \left| \frac{(2 \times \zeta^2 \times H_p - 1)}{\zeta \times H_p} \times r_i \right| = \left| \frac{(2 \times 0,6^2 \times 1,1 - 1)}{0,6 \times 1,1} \times 63,375 \right| = 20,0058 \approx 20\Omega \quad (3.84)$$

O valor da resistência a colocar em paralelo com a bobina é dada pela equação 3.84:

$$r_p = \frac{r_i \times Z_f}{2 \times \zeta \times r_i - Z_f} = \frac{63,375 \times 20}{2 \times 0,6 \times 63,375 - 20} = 22,6093 \approx 22\Omega \quad (3.85)$$

O valor do condensador é resultante do seguinte cálculo efetuado pela equação 3.86:

$$C_{Yf} = \frac{1}{Z_f \times \omega_p} = \frac{1}{20 \times 10471,975} = 4,77326 \times 10^{-6} \approx 5\mu F \quad (3.86)$$

Para um sistema trifásico sem neutro, como o que se irá utilizar o valor será o triplo (eq. 3.87).

$$C_{Df} = C_{Yf} \times 3 = 15\mu F \quad (3.87)$$

O valor da bobina será de (eq. 3.88):

$$L = \frac{Z_f}{\omega_p} = \frac{20}{10471,975} = 0,001909 \approx 2mH \quad (3.88)$$

3.3.5. Placas de circuito impresso do conversor

Neste subcapítulo vai fazer-se uma breve abordagem aos cálculos de cada placa constituinte do conversor, fazendo também um resumo da sua utilidade ou melhor contribuição para o conjunto do conversor.

3.3.5.1. Placa de adaptação dos sinais de tensão de entrada

Tem como base transformar as tensões de entrada em sinais de níveis aceitáveis ao microcontrolador, tensões de 400Vca eficazes em sinais de aproximadamente 2Vpp centrados num nível de 2,5Vcc correspondentes à tensão composta entre fases (ver equação 3.89). As leituras são feitas com base num amplificador subtrator (esquema na figura 3-12) que recebe as duas tensões compostas e amplifica-as na ordem seguinte:

$$V_{out} = \left[\left(1 + \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \right) \times \left(\frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \right) \times V_1 \right] - \left[\left(\frac{R_2}{R_1} \right) \times V_2 \right] \quad (3.89)$$

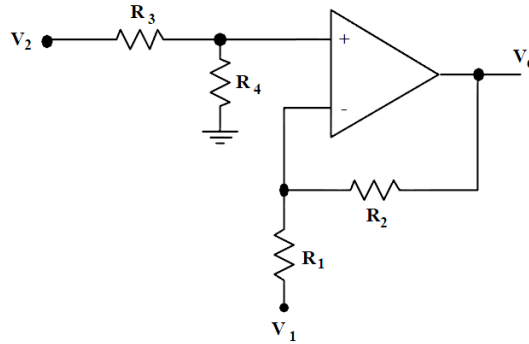


Figura 3-12 Amplificador subtrator

Sendo $R_1=R_3$ e $R_2=R_4$, a equação 3.89 reduz-se à equação 3.90:

$$V_{out} = - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) (V_1 - V_2) \quad (3.90)$$

Nesta configuração o ganho (eq. 3.91) que afeta a montagem será na ordem de:

$$A_v = \left(\frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{10k\Omega}{5,6M\Omega} = 0.001785 \approx 1785 \times 10^{-6} \quad (3.91)$$

Para a tensão composta (referindo-nos ao seu máximo) temos o valor da equação 3.92:

$$V_{composto} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} \times V_{simples} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} \times V_{simples} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} \times 230 = 563,382V \approx 563V \quad (3.92)$$

À saída do ampop obtém-se através da equação 3.93:

$$V_o = -(A_v)(V1 - V2) = -1785 \times 10^{-6} \times 563 = -1,0045 \approx -1V \quad (3.93)$$

O resultado será sinusoidal com 2Vpp (ver figura 3-13).

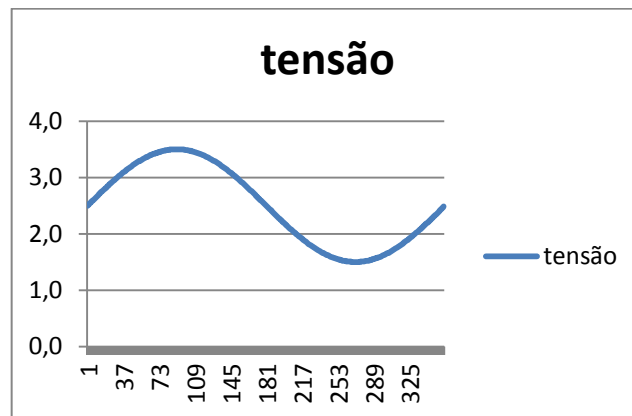


Figura 3-13 Evolução da conversão de um período de uma tensão trifásica (eixo das ordenadas graus, eixo das coordenadas volt)

A figura 3-13 reflete a conversão à saída da placa de um período de uma tensão trifásica com 563V de pico. O microcontrolador não lê tensões negativas, logo insere-se uma tensão CC para que o sinal fique referenciado em 2,5Vcc, o suficiente para que ele leia sem problema de atingir os seus limites de 0 a 5V.

3.3.5.2. Placa dos drivers

Esta placa tem a função de garantir o isolamento galvânico entre os circuitos de comando e os andares de potência. Igualmente adapta os níveis dos sinais de tensão originados no microcontrolador a níveis possíveis de atuar os IGBT. A separação de referenciais é importante, devendo ser sempre garantida, porque no caso de ser o mesmo referencial coloca-se uma massa na fonte do IGBT, junto de uma tensão vinda da rede, o que causaria a destruição do IGBT em causa, por curto-circuito ou disrupção da junção. Assim sendo, é necessário criar uma alimentação galvanicamente isolada, ou seja, que o seu referencial seja flutuante e a gate do IGBT

seja atuada num diferencial de aproximadamente 15Vcc em relação à fonte podendo estar esta a várias centenas de volt. Tem-se assim necessidade de transformar a tensão de 15Vcc, oriunda da fonte principal, numa tensão de 12V, e transformá-la de novo em 15Vcc, isolados galvanicamente da fonte principal. Este feito é proporcionado pelos NME1215, um por cada IGBT, nesta placa. Os sinais provenientes do microcontrolador são isolados pelos HCPL3120, acopladores óticos, com capacidade de fornecerem a corrente necessária, à velocidade requerida para as Gates dos IGBT's.

3.3.5.3. Placa das correntes de entrada

A placa tem por função captar as três correntes de entrada e convertê-las em sinais de tensão de grandeza adequada ao DSPIC (o microcontrolador apenas aceita sinais na ordem dos 0 a 5V). Utilizou-se um sensor de corrente por efeito de Hall (modelo LEM HXS 50-NP) por cada fase, obtendo assim na sua saída um sinal referenciado a 2,5 V. Os sensores são alimentados a 5V por um regulador de tensão positivo que recebe a tensão de 15V da fonte principal. Os sensores foram configurados de modo a aceitar uma corrente nominal de 12,5 A por fase, podendo aceitar no máximo 37,5 A (relembra-se que se esperam correntes na ordem dos 10A).

A amplitude do sinal de saída do sensor tomará a forma da equação 3.94:

$$V_{lin} = V_{ref} \pm \left(0,625 \times \frac{I_P}{I_n} \right) \quad (3.94)$$

Sendo Vref a tensão de referência, Ip a corrente que circula na fase (no primário do sensor) e In a corrente nominal da montagem. De acordo com a eq. 3.95, para a corrente de primário de 1 A tem-se um sinal de tensão com a amplitude de:

$$V_{lin} = 2,5 \pm \left(0,625 \times \frac{1}{25} \right) = 2,5 \pm \left(0,625 \times \frac{1}{25} \right) = 2,5 \pm 0,025V \quad (3.95)$$

Portanto para um sinal de com uma amplitude de 1 A tem-se 25mV, 50mVpp com uma componente CC de 2,5V (ver figura 3-14).

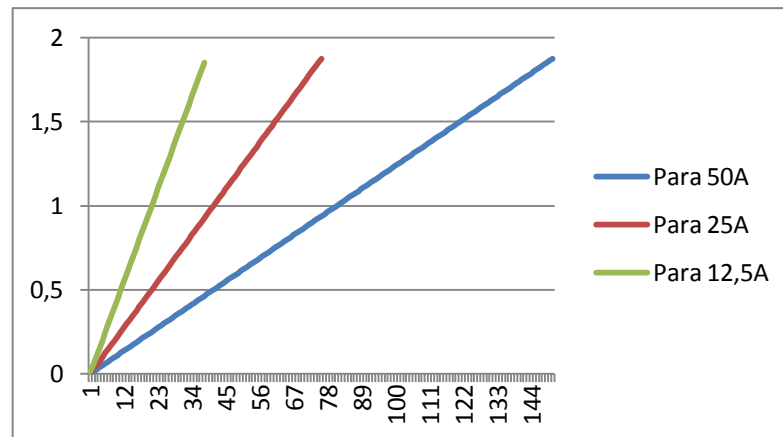


Figura 3-14 Gráfico de conversão de corrente - tensão para várias configurações do sensor (eixo de ordenadas ampere, eixo de coordenadas volt)

3.3.5.4. Fonte de alimentação

Tem por função alimentar as placas de circuito impresso. Estabeleceu-se que as tensões necessárias seriam apenas 15Vcc simétricos, sendo colocados reguladores de tensão adicionais em cada placa com necessidade de alimentação diferenciada, ou necessidade de estabilização reforçada.

As placas com alimentação diferenciada na própria placa são:

- Placa do microprocessador (+5Vcc)
- Placa dos drivers (+12Vcc)

As placas com necessidade de estabilização reforçada (devido a possíveis induções das comutações dos IGBT's) são:

- Todas as placas sensoras de corrente (+15Vcc)

3.3.5.5. Placa do microcontrolador

É composta pelo microcontrolador, circuito de reset, circuito de oscilação externo a cristal, porta série (não utilizada neste trabalho) e portos de periféricos. A placa tem por função adquirir, interpretar e aplicar sinais de modo a controlar a comutação dos andares de potência. Adicionalmente pode gerar interfaces de comunicação com o operador.

Os principais sinais são:

- Sinais da placa de adaptação de sinais de entrada (V_{s_ab} , V_{s_bc} , V_{s_ca})
- Sinais da placa das correntes de entrada (I_a , I_b , I_c)
- Sinais de programação para *Pickit2*
- Sinais para HMI (*Human Machine Interface*)

Capítulo 4

Resultados

Neste capítulo será feito um resumo dos resultados encontrados em simulação e experimentais. As medidas laboratoriais foram retiradas com o osciloscópio *Yokogawa DLM2024* e com o analisador de energia *Fluke 43*. As simulações foram elaboradas com o programa Matlab e a biblioteca SimPower. As medidas do analisador foram efetuadas apenas numa das fases.

4.1. Simulação de MATLAB

A simulação de MATLAB é constituída por vários blocos, sendo alguns de programação, de forma a atingir os objetivos desejados por cada um. Poderemos dividir a simulação em várias partes conforme pode ser visualizado na figura 4-1:

- a) Rede (alimentação do sistema, cor azul)
- b) Filtros (de entrada e saída LC, cor cinzenta)
- c) Retificador (cor laranja)
- d) Bloco de controlo (transformadas e controlo do retificador, cor magenta)

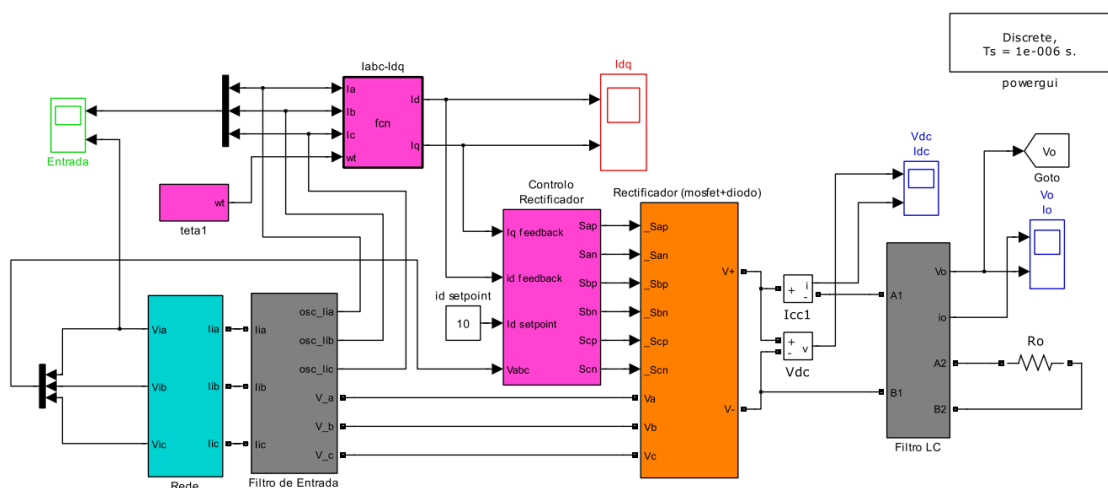


Figura 4-1 Esquema MATLAB do conversor

Iremos apenas fazer a explicação dos blocos de controlo, visto que os restantes têm paralelismo com os componentes físicos.

4.1.1. Bloco de controlo

O bloco de controlo (figura 4.2) recebe as diversas amostragens da rede de alimentação (correntes de entrada e tensões de entrada). Os sinais de corrente são mudados de referencial abc para dq0 pela transformada inversa da transformada de Park no bloco labc. Para isso necessita da velocidade angular que é fornecida pelo bloco teta1.

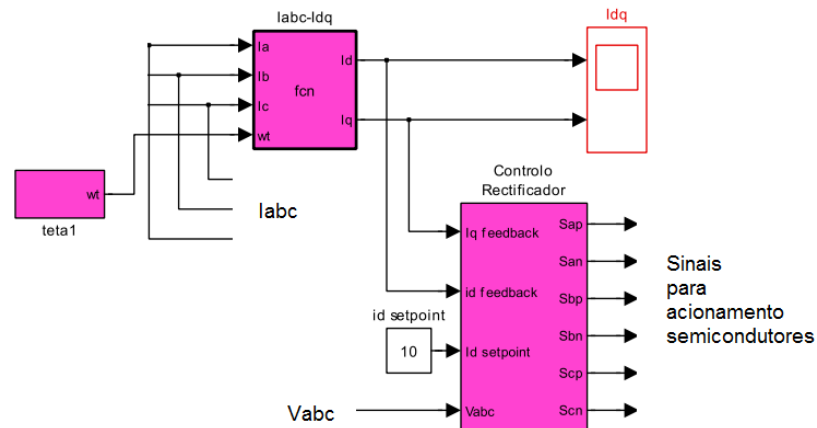


Figura 4-2 Bloco de controlo

O controle do retificador faz a gestão destes sinais recebendo corrente I_q e I_d , as amostragens das tensões e a referência para a corrente I_d (figura 4-3).

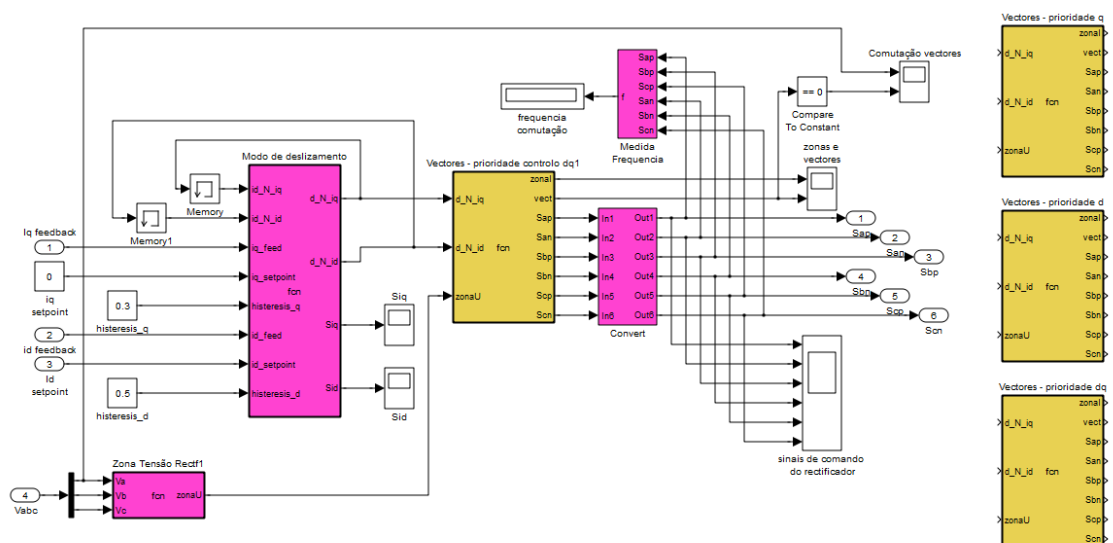


Figura 4-3 Sub-bloco controlo do retificador

Na figura 4-5 consegue-se observar que o valor de desfasamento entre as correntes e tensões de entrada é mínimo, no entanto existem espaços em que o controlo tem dificuldade em estabilizar, nas mudanças de zona de tensão par para impar. Correntes trifásicas (I_a -azul, I_b -verde e I_c -vermelho) na parte superior em Ampere e tensão V_a em Volt (azul), na parte inferior.

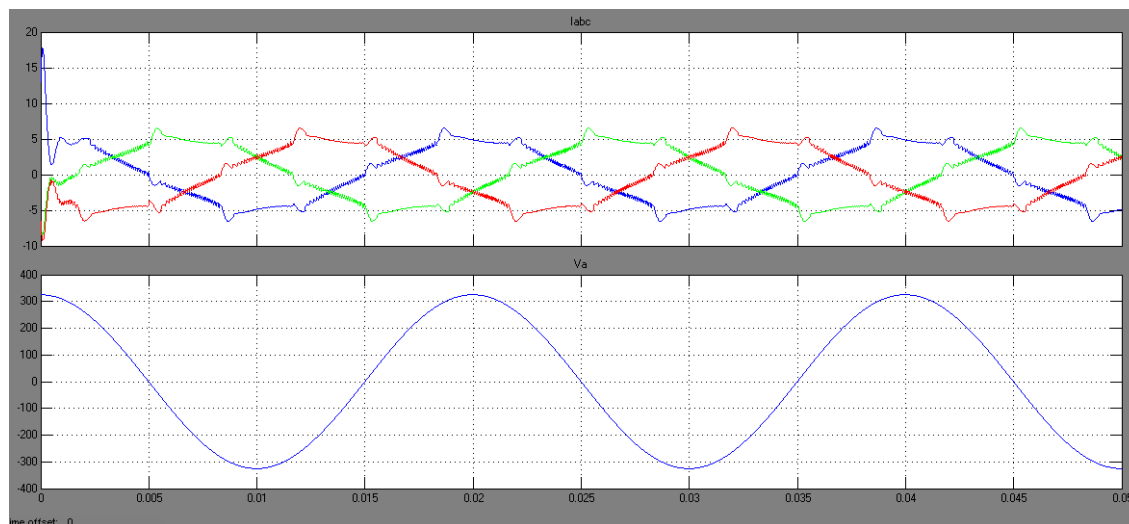


Figura 4-5 Correntes de entrada e tensão V_a – controlo independente I_q

Da observação da figura 4-6 (corrente de entrada no referencial dq0) depreende-se que está a fazer o controlo de I_q . Temos a corrente I_q próxima do valor de 0, e a corrente I_d a encontrar um ponto de estabilização em torno de 6A (como o valor de referência de I_d foi colocado em 100A, não se encontra a ser controlado). A figura representa na parte superior i_d e na parte inferior i_q , encontrando-se as duas escalas em Ampere.

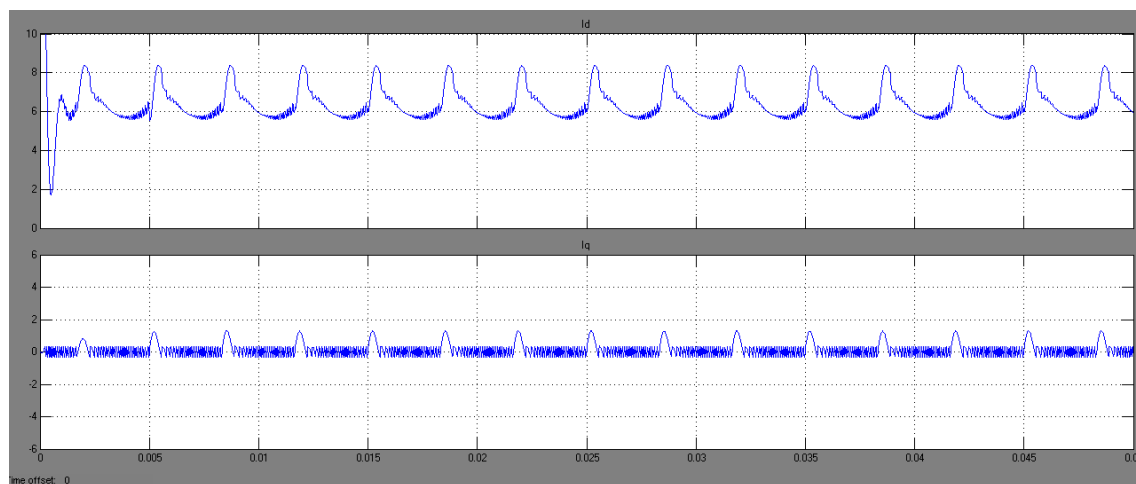


Figura 4-6 Correntes direta e em quadratura – controlo independente I_q

Na figura 4-7 são explicitas as zonas de tensão e os correspondentes vetores que foram aplicados. Na parte superior as zonas de tensão, numeradas de 1 a 12 em deslocamento no tempo, após serem detectadas e na parte inferior os vectores escolhidos para serem aplicados a cada zona, numerados de zero a seis.

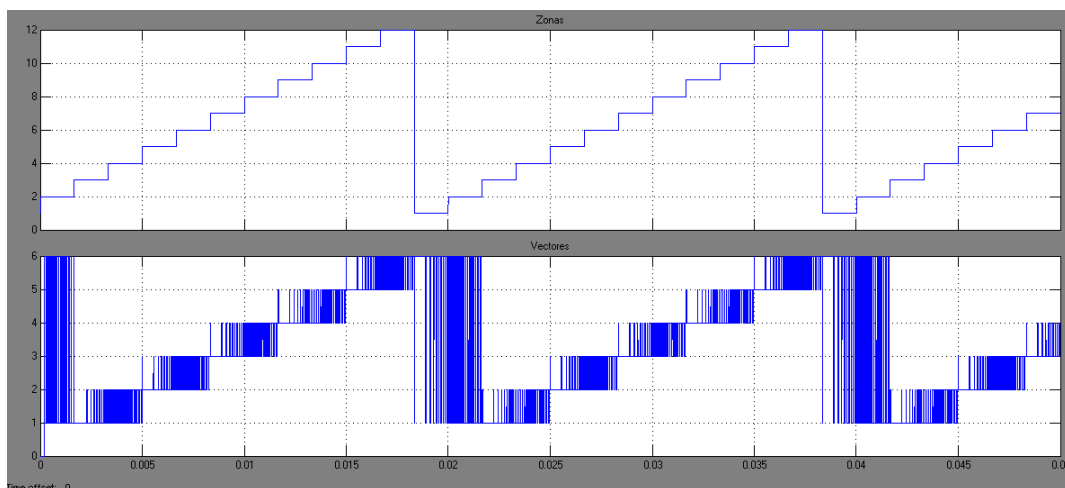


Figura 4-7 Zonas de tensão e vetores – controlo independente I_q

4.1.3. Simulação com prioridade a I_d (direta)

Colocou-se a rotina de prioridade à componente direta da corrente de entrada I_d . Mantendo os mesmos valores foi colocado a referência de I_d em 3A e a referência de I_q em 100A. Na figura 4-8 consegue-se observar a tensão e corrente na carga (corrente em Ampere na parte superior e tensão na carga em Volt na inferior, no eixo das ordenadas o tempo em segundos). O valor médio da tensão da carga é estabelecido pela razão cíclica do controlo.

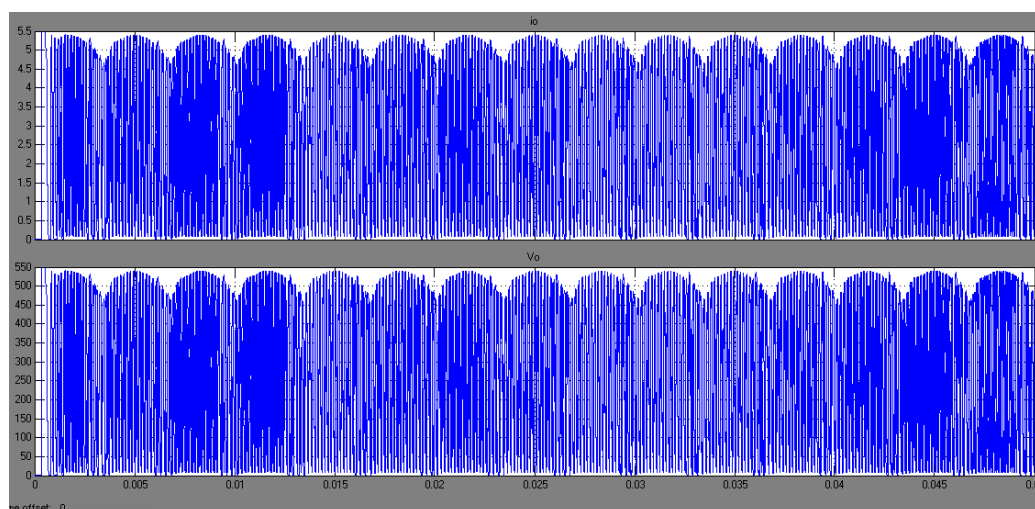


Figura 4-8 Saída na carga – controlo independente I_d

Na figura 4-9 constata-se que as formas de onda da corrente de entrada são limitadas em amplitude, encontram-se desfasadas em relação às ondas de tensão (nomeadamente V_a/I_a). Correntes trifásicas (I_a -azul, I_b -verde e I_c -vermelho) na parte superior em Ampere e tensão V_a em Volt (azul), na parte inferior.

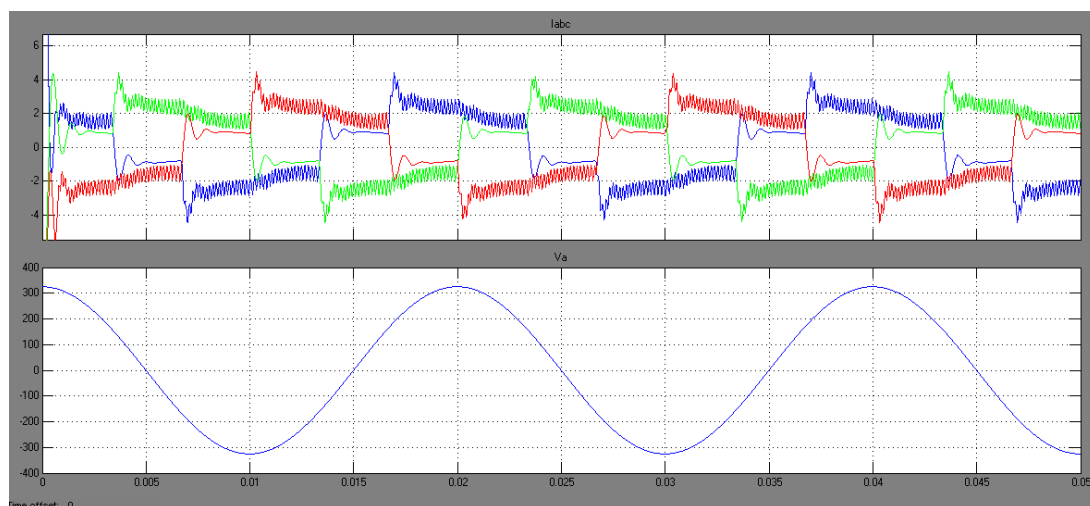


Figura 4-9 Correntes de entrada e tensão V_a – controlo independente I_d

A figura 4-10 demonstra que a corrente I_d encontra-se a ser totalmente controlada em torno do valor da referência de 3A. Já a corrente I_q não se encontra a ser controlada. A figura representa na parte superior i_d e na parte inferior i_q , encontrando-se as duas escalas em Ampere.

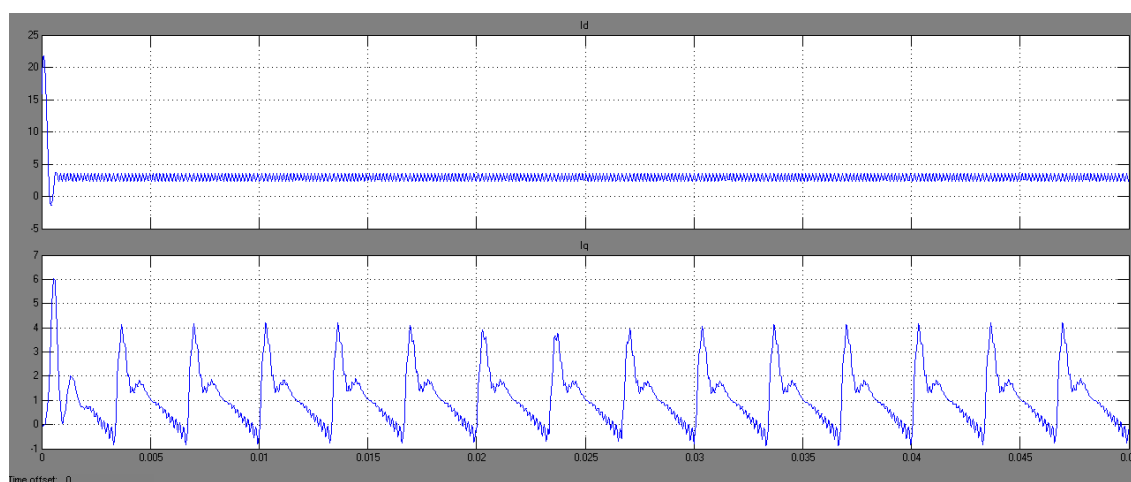


Figura 4-10 Correntes direta e em quadratura – controlo independente I_q

Na figura 4-11 é explícita a predominância do vetor nulo, alternando com apenas um por cada

zona de tensão. Na parte superior as zonas de tensão, numeradas de 1 a 12 em deslocamento no tempo, após serem detectadas e na parte inferior os vectores escolhidos para serem aplicados a cada zona, numerados de zero a seis.

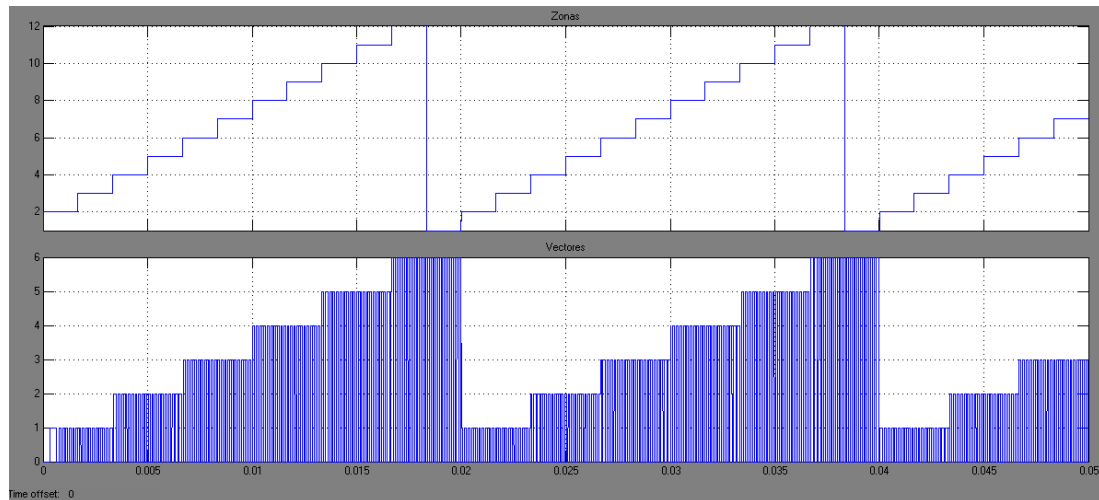


Figura 4-11 Zonas de tensão e vectores – controlo independente I_q

4.1.4. Simulação com prioridade a I_d e I_q

Colocou-se a rotina de prioridade dq. Colocou-se de novo a referência de I_q a zero, e a referência de I_d com 3A. Na figura 4-12 consegue-se observar que o retificador tenta controlar as duas variáveis, mas que nem sempre é possível fazer o controlo simultaneamente. (corrente em Ampere na parte superior e tensão na carga em Volt na inferior).

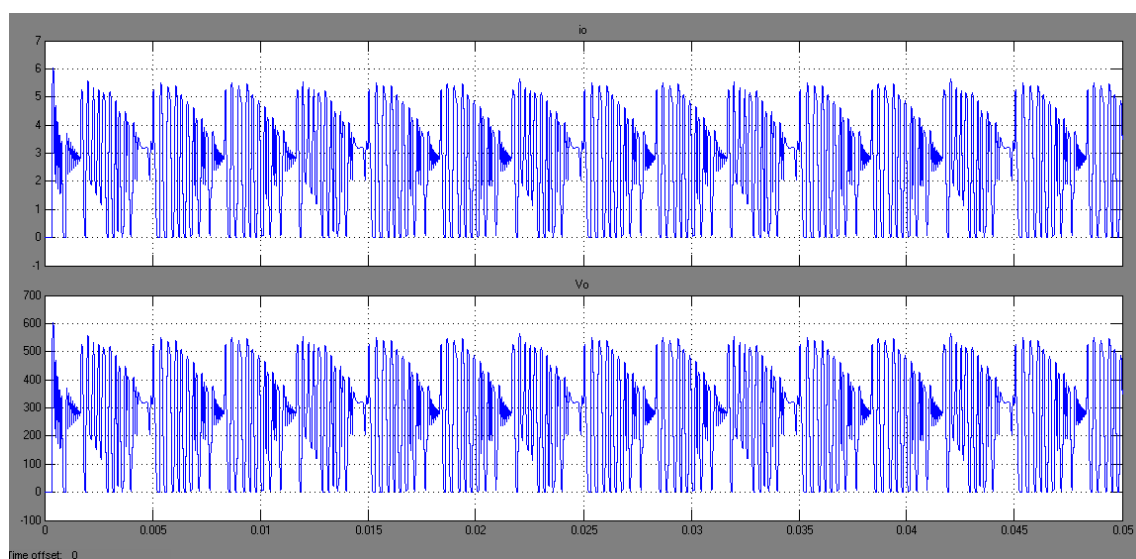


Figura 4-12 Saída na carga – controlo dq

Na figura 4-13 constata-se que a forma de onda de corrente i_a tenta seguir a forma de onda V_a . Correntes trifásicas (i_a -azul, i_b -verde e i_c -vermelho) na parte superior em Ampere e tensão V_a em Volt (azul), na parte inferior.

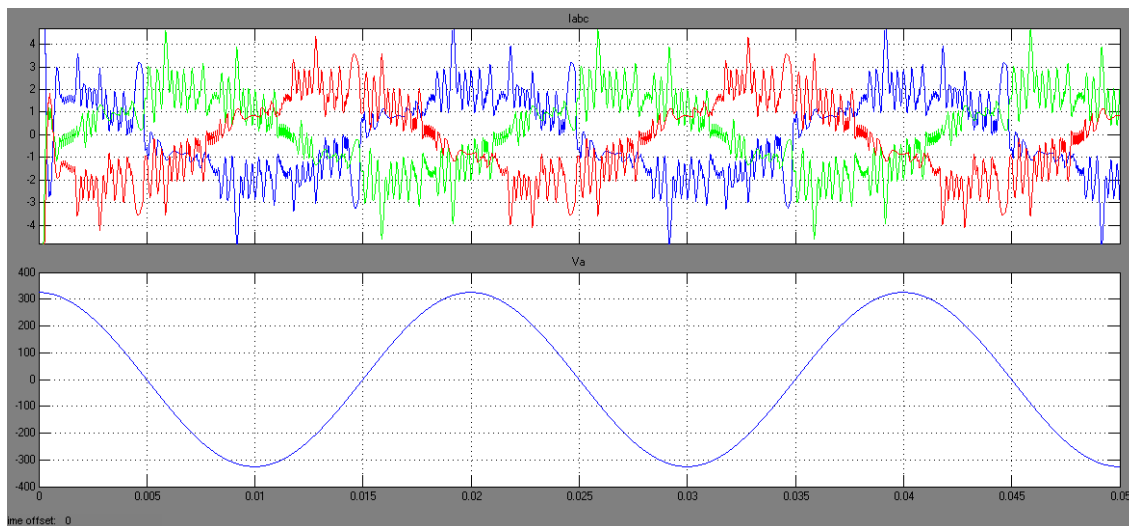


Figura 4-13 Correntes de entrada e tensão V_a – controle dq

A figura 4-14 demonstra que as duas componentes da corrente encontram-se a ser controladas em torno dos valores de referência. A figura representa na parte superior i_d e na parte inferior i_q , encontrando-se as duas escalas em Ampere.

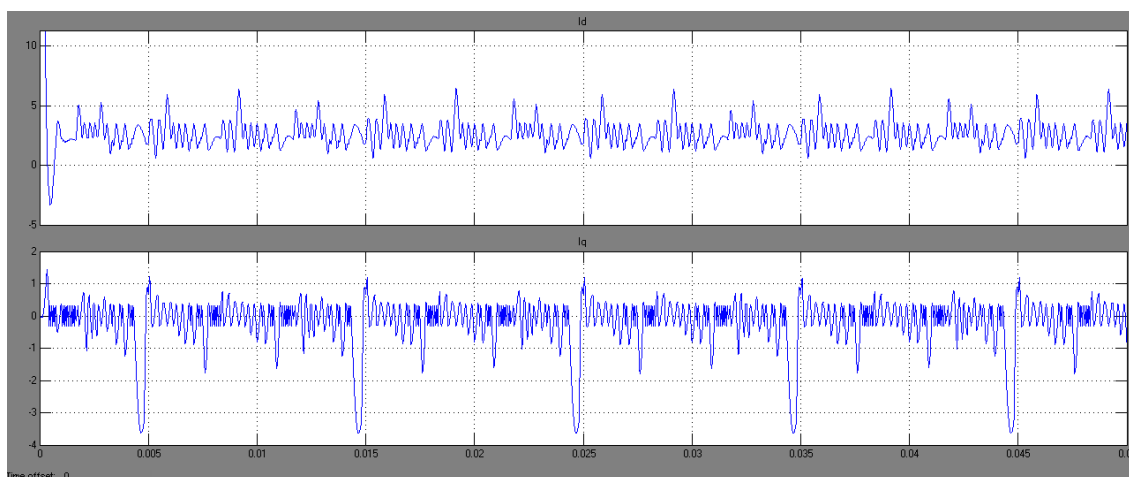


Figura 4-14 Correntes direta e em quadratura – controle dq

Na figura 4-15 é explícito que já não existe um padrão de comutação totalmente perceptível, a aplicação do vetor depende da zona de tensão atual e da superfície de deslizamento. Na parte superior as zonas de tensão, numeradas de 1 a 12 em deslocamento no tempo, após serem detectadas e na parte inferior os vectores escolhidos para serem aplicados a cada zona, numerados de zero a seis.

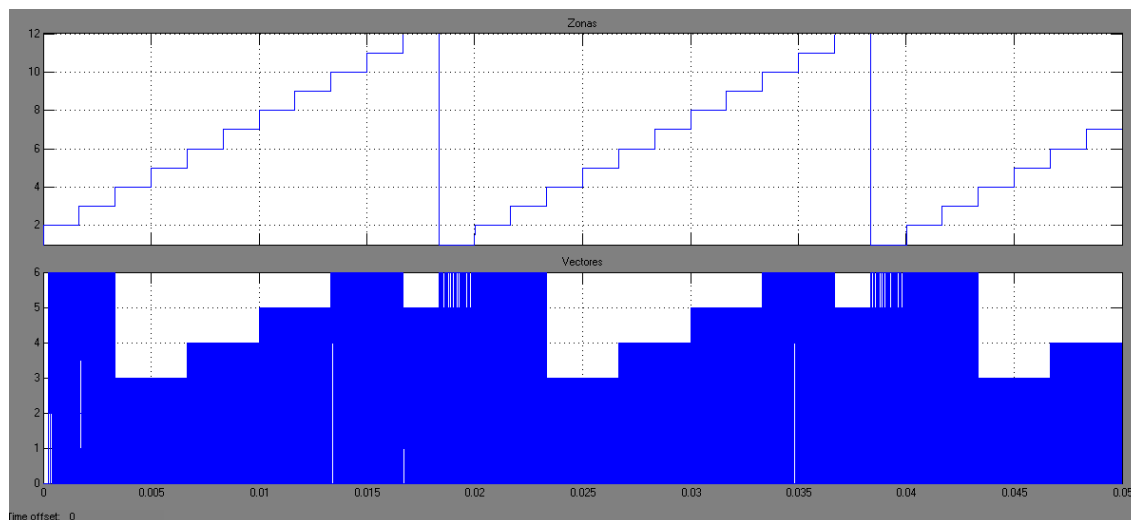


Figura 4-15 Zonas de tensão e vetores – controlo dq

4.1.5. Vetores prioridade dq em plena carga

Mudou-se a carga de 100Ω para 2Ω e colocou-se a referência de I_d a 13A (a referência de I_q continua igual a zero), providenciando a potência de 5kW na saída. Na figura 4-16 observa-se que o retificador está a fornecer uma corrente de carga de 50A com uma tensão de 100 V (corrente em Ampere na parte superior e tensão na carga em Volt na inferior, no eixo das ordenadas o tempo em segundos).

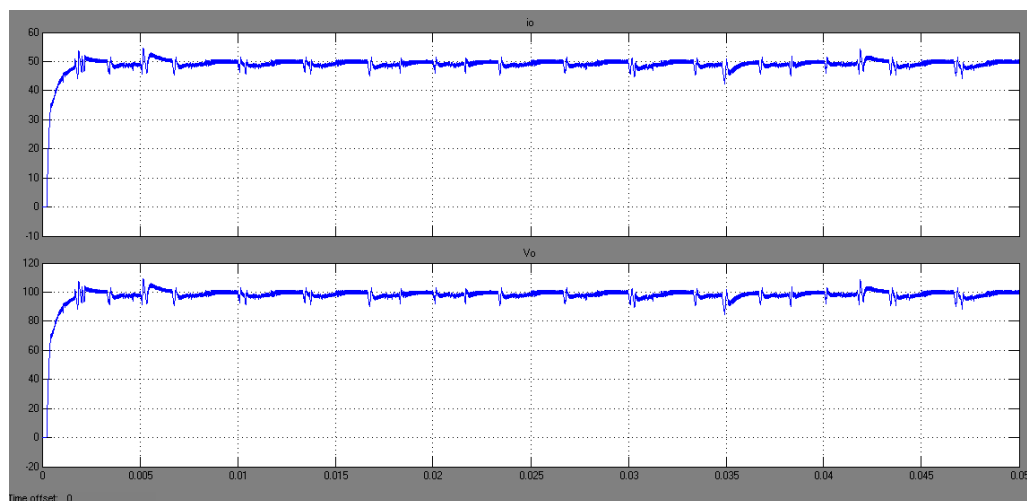


Figura 4-16 Saída na carga – controlo dq plena carga

Na figura 4-17 constata-se que a forma de onda de corrente i_a segue a forma de onda V_a , com ligeira diferença quando da comutação de zona par para ímpar. Correntes trifásicas (i_a -azul, i_b -verde e i_c -vermelho) na parte superior em Ampere e tensão V_a em Volt (azul), na parte inferior.

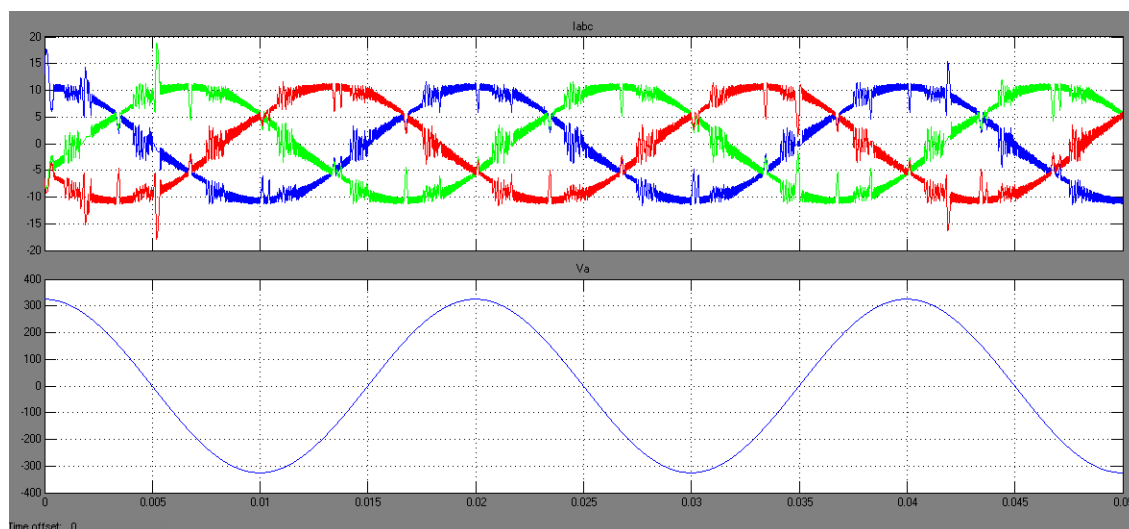


Figura 4-17 Correntes de entrada e tensão V_a – controlo dq plena carga

A figura 4-18 mostra que o controlo das duas variáveis é efetuado. A figura representa na parte superior i_d e na parte inferior i_q , encontrando-se as duas escalas em Ampere.

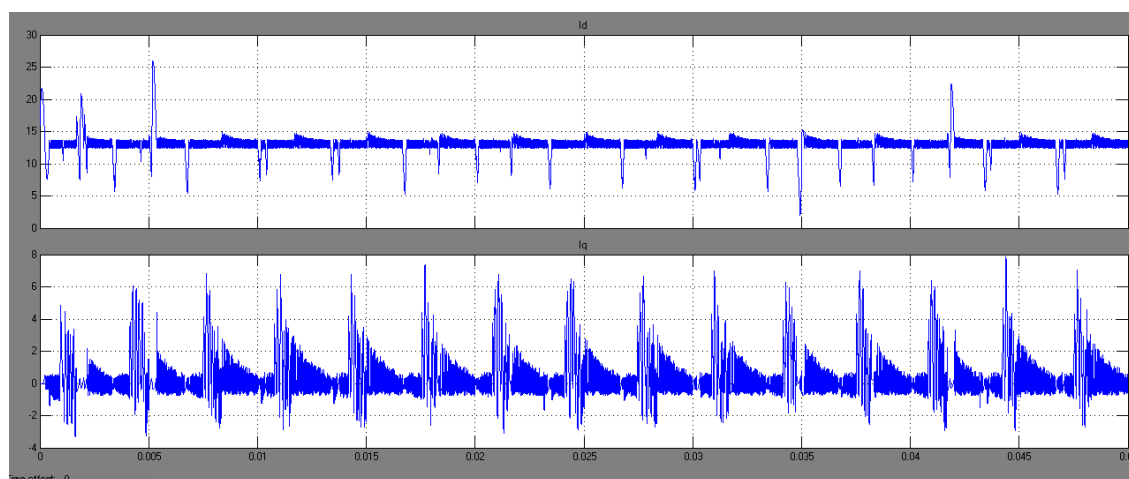


Figura 4-18 Correntes direta e em quadratura – controlo dq plena carga

Na figura 4-19 mostra que o número de comutações é maior e diverso em todas as zonas e a aplicação do vetor depende da zona de tensão atual e da superfície de deslizamento. Na parte

superior as zonas de tensão, numeradas de 1 a 12 em deslocamento no tempo, após serem detectadas e na parte inferior os vectores escolhidos para serem aplicados a cada zona, numerados de zero a seis.

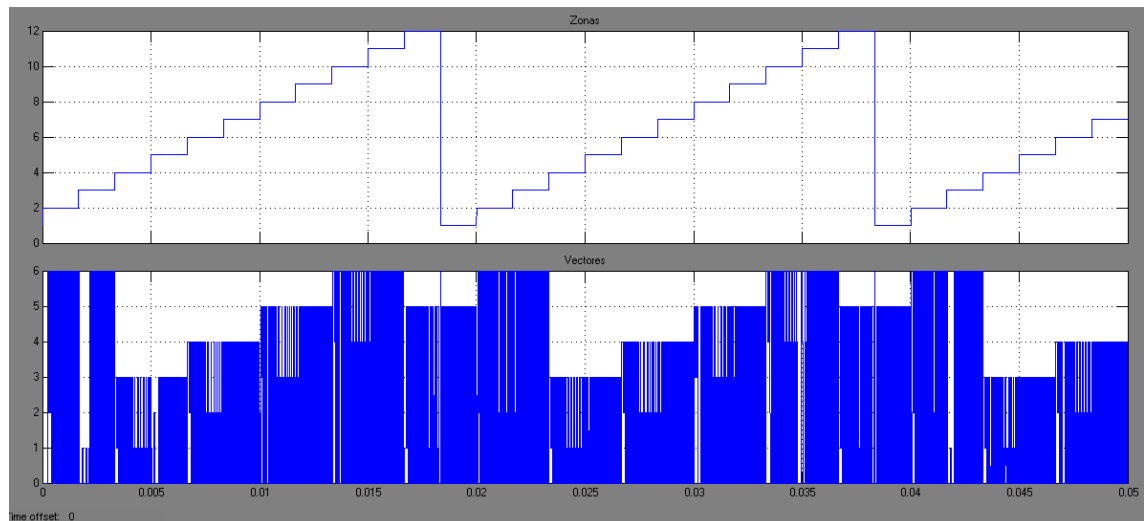


Figura 4-19 Zonas de tensão e vectores – controlo dq plena carga

4.2. Ensaios Laboratoriais

Foi elaborado um protótipo recorrendo aos cálculos efetuados no capítulo 3. Os esquemas eletrónicos encontram-se no anexo A. O protótipo foi testado a diversos regimes com e sem condensador no filtro de saída, de forma a que verificar o seu desempenho.

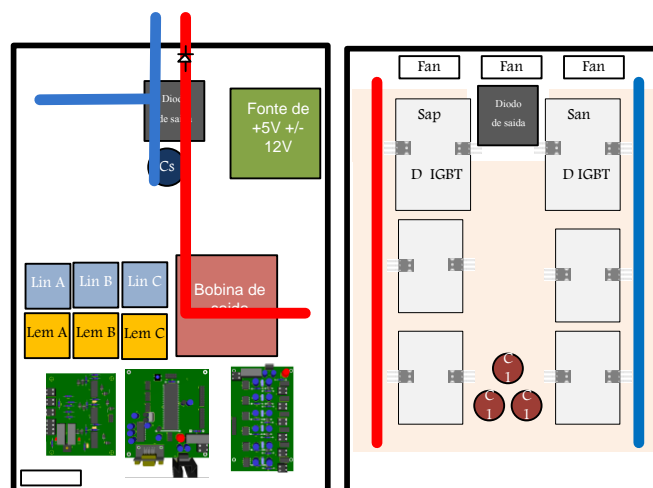


Figura 4-20 Esquema de posicionamento dos componentes do protótipo

A figura 4-20 estabelece o posicionamento inicial dos diversos componentes do protótipo onde dois andares foram construídos de forma a alojarem as placas de controlo e os semicondutores de potência. As placas de controlo foram desenhadas no programa *National Instruments Multi-sim* e posteriormente feitas as placas de circuito impresso em *Utiboard*. Foram feitas três placas que se podem observar na figura 4-21. Da esquerda para a direita: placa de adaptação de sinais de tensão, placa do microcontrolador e placa dos *drivers*.

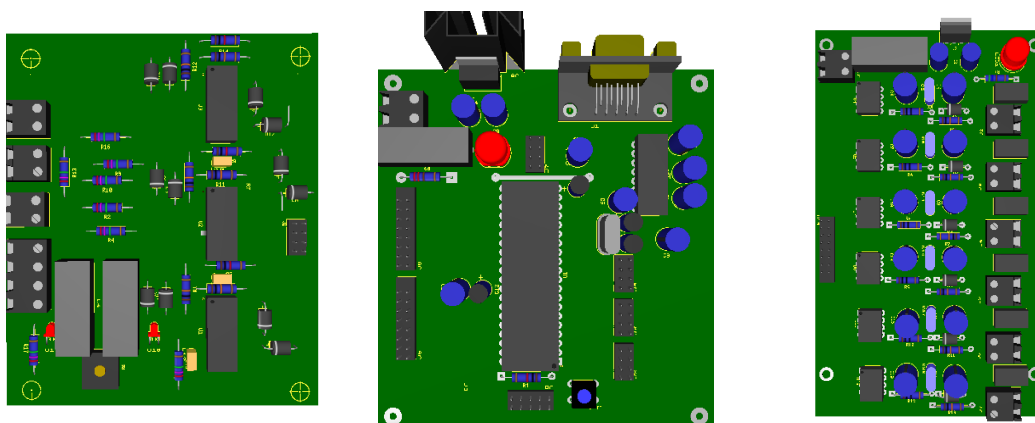


Figura 4-21 Placas de controlo

A placa do microcontrolador foi construída de forma a ser utilizada em outros projetos, disponibilizando para o exterior praticamente todos os sinais dos pinos do microcontrolador.

O encaminhamento de sinais no conversor encontra-se explicita na figura 4-22. Pode-se observar a tensão trifásica de entrada a castanho a ir ao disjuntor de entrada, seguindo depois em três linhas independentes que dão uma amostragem à placa de adaptação de sinais e posteriormente são entregues ao filtro de entrada. Essas linhas são entregues, após passarem no filtro aos conjuntos díodos/IGBT's.

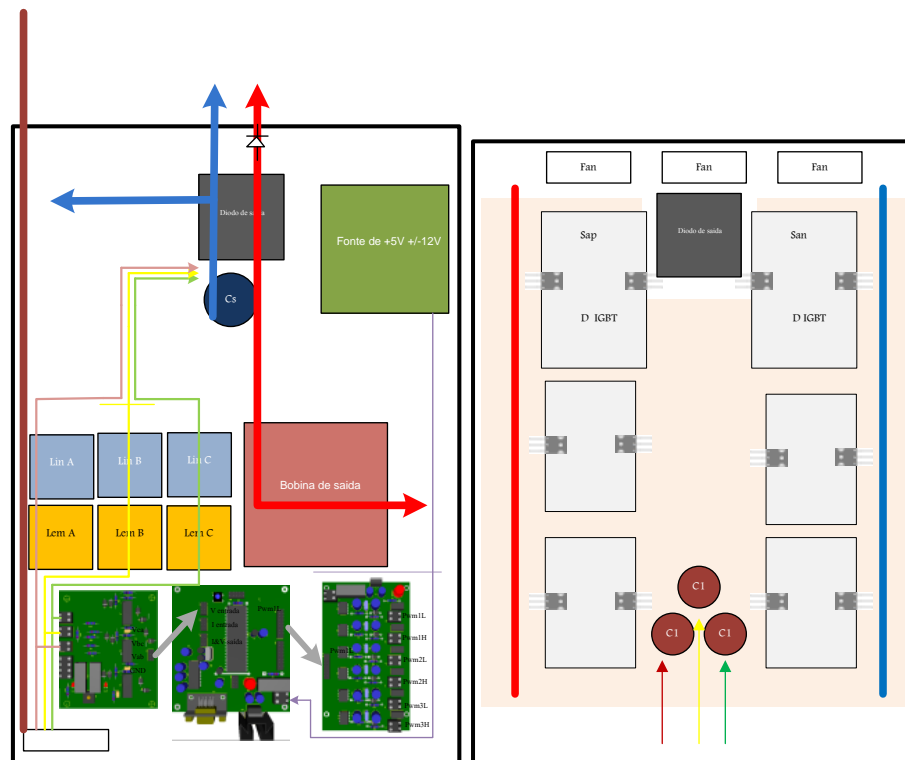


Figura 4-22 Encaminhamento de sinais no conversor

As setas a cinzento representam os sinais de baixo nível que são absorvidos na placa do microcontrolador, sendo gerados por esta, sinais de comando para os IGBT's. Antes de serem entregues sofrem uma adaptação de nível e isolamento galvânico por meio da placa dos *drivers*.

As linhas grossas a vermelho e azul representam a saída do conversor que é entregue ao filtro de saída. O diodo que se encontra na saída do conversor destina-se a proteger o mesmo de ligações que provoquem corrente inversa, não tem influência para o estudo agora feito com carga resistiva.

O conversor foi submetido a um banco de testes para testar a sua prestação. Foram feitos de forma a poderem ser comparados com as simulações em Matlab. O banco de testes foi estabelecido a diversas condições de carga (equação 4.1):

$$R_c = \frac{V_o^2}{P} = \frac{560^2}{P} \quad (4.1)$$

Tendo em conta que os picos de tensão atingem os 560V na saída, estabeleceram-se os regimes de carga de teste da tabela 4-1.

Tabela 4-1 Resistências de carga e potência de saída associada

V_{CARGA}(V)	P_{TOTAL}(W)	%P_{TOTAL}	P_{CARGA}(W)	R_{CARGA} (Ω)
560	5000	20%	1000	160
560	5000	15%	750	213
560	5000	10%	500	320
560	5000	5%	250	640

De modo a testar o controlo de potência na carga, foi variado o valor da componente direta da corrente de entrada I_d , para cada resistência de carga R_c .

Nas figuras deste subcapítulo foram utilizadas as seguintes escalas:

- Tensão: 100V/div
- Corrente: 2 A/div
- Tempo: 5ms/div

As tensões dos gráficos dos diversos ensaios encontram-se a azul e as correntes a magenta.

4.2.1. Ensaio com prioridade a I_q (quadratura)

Colocou-se o conversor com o programa de comutação mediante os vetores de prioridade a I_q (i.e. controla somente I_q). Foram aplicados vários valores de resistência de carga, conservando a referência de I_q nula.

Parametrizou-se o conversor da seguinte forma:

- $I_q(\text{referência})=0$
- $Histerese(I_q)=50$
- $I_d(\text{referência})=30000$
- $Histerese(I_d)=100$

Na figura 4-23 é possível observar o desfasamento entre a corrente de entrada I_a (magenta) e a tensão simples V_a (azul) com uma carga de 20% e de 10% do seu valor total.

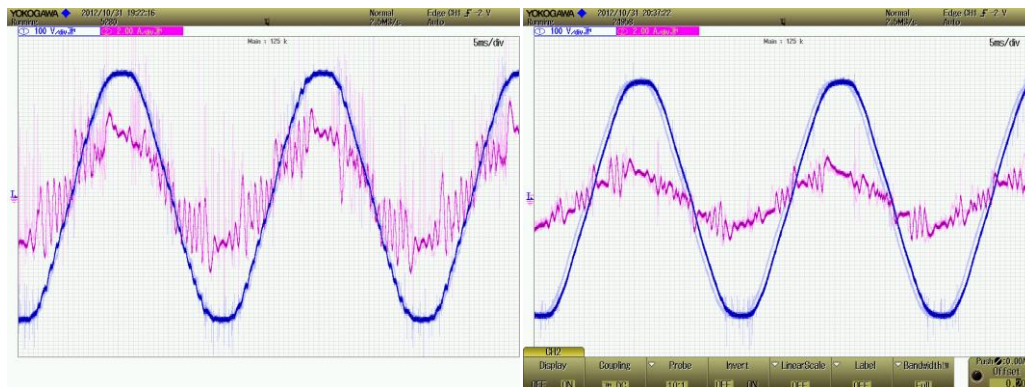


Figura 4-23 Comparação corrente e tensão de entrada carga a 20% e 10% controlo I_q

Constata-se na figura 4-23 que o desfasamento melhora, sendo quase nulo. Tal fato verifica-se principalmente devido à histerese ser fixa, logo quanto maior for o valor da corrente melhor o controlo. Por outro lado, para correntes de entrada reduzidas a influência da corrente do filtro de entrada é grande, logo introduz um desfasamento adicional perceptível. Mesmo com todos os igbt's ao corte existe corrente a circular no filtro.

Na figura 4-24 faz-se a comparação dos dois regimes quanto à tensão e corrente de saída. É visível o aumento da comutação com o aumento da carga para um valor de histerese de I_q fixo.

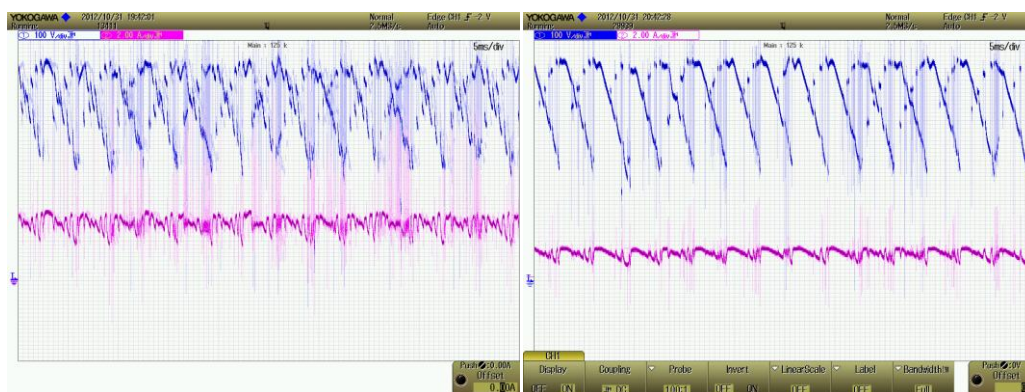


Figura 4-24 Comparação corrente e tensão de saída carga a 20% e 10% controlo I_q

Na figura 4-25 estabelece-se a comparação entre as correntes trifásicas de entrada. Encontram-se desfasadas de 120° , mas como já foi constatado a comutação aumenta e a forma de onda aproxima-se mais da sinusoidal quando a corrente é maior.



Figura 4-25 Comparação correntes trifásicas de entrada carga a 20% e 10% controlo I_q

4.2.2. Ensaio com prioridade a I_d e I_q

Foi colocada a rotina de prioridade aos vetores dq no programa. O objetivo é variar I_d de forma a controlar a potência (mantendo, de acordo com a equação 3.38, a componente I_q nula). De acordo com a equação 4.1, e aplicando uma resistência de carga de 85Ω , a potência do conversor ficará limitada a cerca de 37% da potência total (equações 4.2, 4.3 e 4.4).

Utilizando a tensão composta eficaz como saída do conversor, ou seja, sem condensador aplicado:

$$R_c = \frac{V_0^2}{P} \Leftrightarrow P = \frac{V_0^2}{R_c} = \frac{(\sqrt{3} \times 230)^2}{85} \frac{398^2}{85} = 1863W \quad (4.2)$$

$$\%P = \frac{P}{P_{m\acute{a}xima}} \times 100 \Leftrightarrow \frac{5000}{1863} = 37,26\% \quad (4.3)$$

Por sua vez:

$$P = V_0 \times I_0 \Leftrightarrow I_0 = \frac{P}{V_0} \Leftrightarrow I_0 = \frac{1863}{398} = 4,68 A \quad (4.4)$$

Parametrizou-se o conversor da seguinte forma:

- $I_q(\text{setpoint})=0$
- $\text{Histerese}(I_q)=50$
- $I_d(\text{setpoint})=\text{variável}$
- $\text{Histerese}(I_d)=100$

Após programar o valor de referência de I_d para 6000 no microcontrolador foi medida uma corrente de saída de 4,5A (valor eficaz). Depois foi programado o valor de referência de I_d para 3000, tendo sido observada a corrente de saída de 3,5 A, portanto mais baixa.

Nota-se na figura 4-26 que a corrente de entrada desce, quando se diminui o valor de I_d na programação. A corrente de entrada encontra-se em fase com a tensão de entrada (a referência de I_q tem um valor nulo).

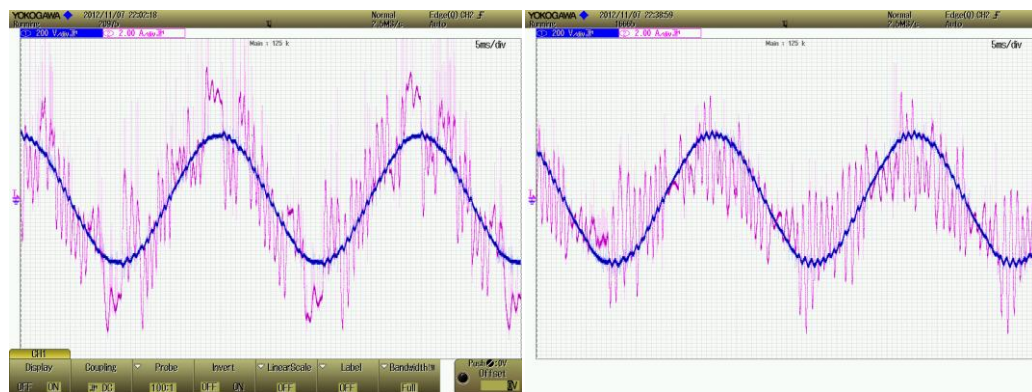


Figura 4-26 Comparação corrente e tensão de entrada $I_d=6000$ e $I_d=3000$ controlo I_q e I_d

Na figura 4-27 nota-se perfeitamente que existe mudança nos valores de corrente da carga. O aumento da comutação quando se reduz I_d prende-se com o fato de se estar a aumentar a diferença entre o valor em cadeia aberta e o valor que se quer impor, logo o controlador tem de trabalhar mais para compensar. No caso de I_d com o valor de 6000, aproxima-se do valor natural (4,68 A) o conversor tende a fazer a maioria das comutações apenas para compensar I_q .



Figura 4-27 Comparação corrente e tensão de saída $I_d=6000$ e $I_d=3000$ controle I_q e I_d

Na figura 4-28 é explícito esse fato - a comutação aumenta com I_d a 3000, sendo que o valor médio da corrente de entrada diminui.



Figura 4-28 Comparação correntes trifásicas de entrada $I_d=6000$ e $I_d=3000$ controle I_q e I_d

Tabela 4-2 Valores de corrente de saída controle dq

R=85Ω	
I_d	I_o (A)
6000	4,5
5000	4,3
4000	4
3000	3,5
2000	3

Na tabela 4-2 Encontra-se explicito que ao variar-se I_d a corrente de saída também varia.

4.2.2.1. Variação da histerese da corrente Id

O objetivo deste teste prende-se com o fato de se saber se ao diminuir o valor de histerese o conversor responde com mais comutação e aproximação ao valor estabelecido como referência. Foi com este método que foram estabelecidos os seguintes parâmetros no conversor:

- $I_q(\text{setpoint})=0$
- $\text{Histerese}(i_q)=50$
- $I_d(\text{setpoint})=4000$
- $\text{Histerese}(i_d)=\text{variável}$

Na figura 4-29 é perfeitamente visível que ao diminuir o valor de histerese Id o conversor comuta mais, tentando acertar a corrente nos valores estabelecidos.

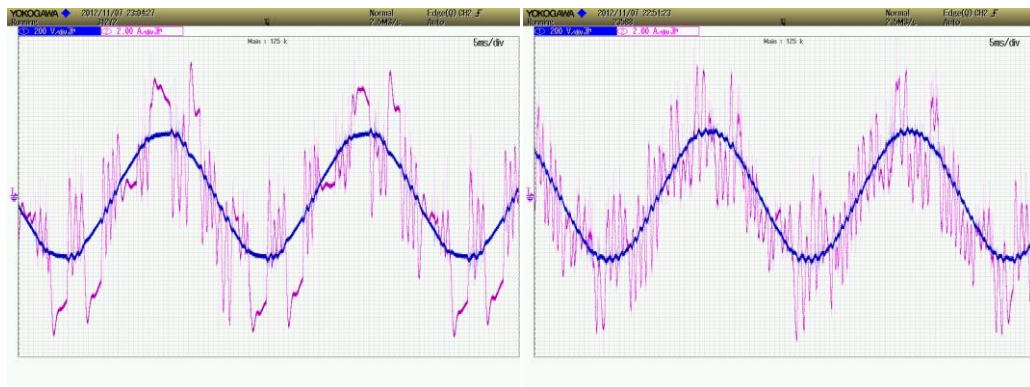


Figura 4-29 Comparação corrente e tensão de entrada histId 1000 e 50 controlo I_q e I_d

4.2.2.2. Variação da histerese da corrente I_q

De igual forma foi elaborado para histerese de I_q , sendo que para este teste foram introduzidos na programação os seguintes parâmetros:

- $I_q\text{setpoint}=0$
- $\text{Histerese}i_q=\text{variável}$
- $I_d\text{setpoint}=4000$
- $\text{Histerese}i_d=100$

Na figura 4-30 pode-se observar que ao diminuir o valor da histerese de I_q o conversor trabalha mais comutando mais vezes para compensar o desfasamento da onda de corrente em relação à de tensão.

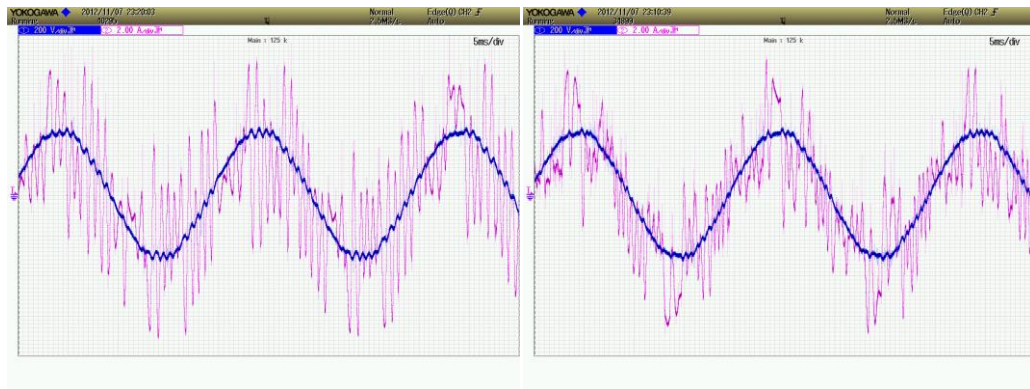


Figura 4-30 Comparação corrente e tensão de entrada histIq 1000 e 10 controlo Iq e Id

4.3. Comparação entre simulação Matlab e experiência laboratorial

De seguida iremos fazer uma comparação entre o que foi simulado e os resultados da experiência elaborada com o nosso conversor experimental.

As escalas das figuras apresentadas são definidas da seguinte forma:

- Matlab:
 - Tensão: 100 V/div
 - Corrente: 1 A/div
 - Tempo: 5 ms/div
- Laboratório:
 - Tensão: 100 V/div
 - Corrente: 2 A/div
 - Tempo: 5 ms/div

As figuras têm na sua parte da direita as simulações de MATLAB e na esquerda os resultados observados no laboratório.

4.3.1. Controlo com prioridade à corrente I_q

Das ondas resultantes deste tipo de controlo depreende-se que existem ondas típicas que devem ser observadas no barramento de saída. As ondas de comparação estão explicitas na figura 4-31. Na figura correspondente ao observado laboratorialmente (direita), encontra-se a tensão de saída a azul e a corrente de saída a magenta.

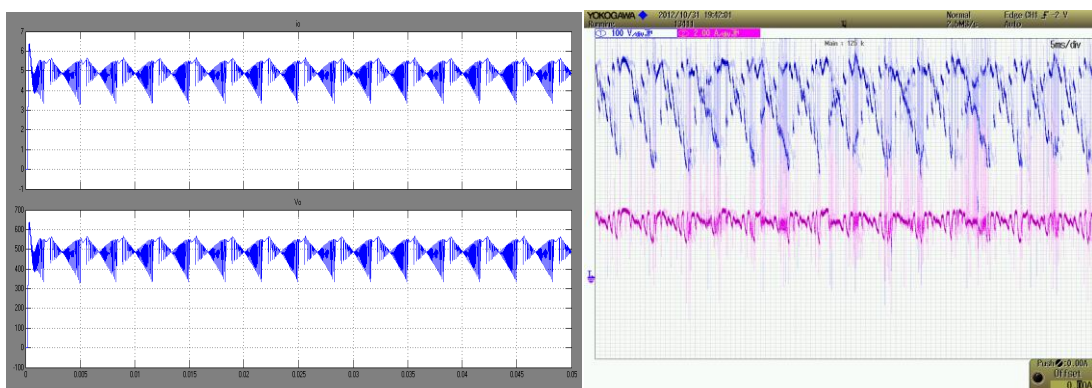


Figura 4-31 Comparação Matlab e Laboratório controlo q

As ondas correspondem ao esperado, sendo nítida a semelhança das formas de onda.

4.3.2. Controlo com prioridade às correntes I_d e I_q

Nos vetores de prioridade dq tem de se fazer a comparação entre as ondas de saída e o aspeto das ondas de entrada, para saber se o controlo corresponde às expectativas. Na figura correspondente ao observado laboratorialmente (direita), encontra-se a tensão de saída a azul e a corrente de saída a magenta.

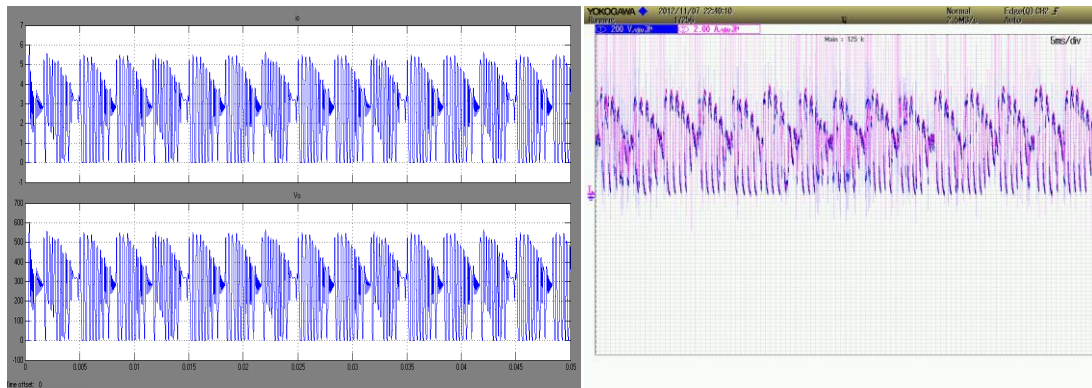


Figura 4-32 Comparação ondas de saída Matlab e Laboratório controlo dq

As ondas de saída correspondem, na parte de simulação estão em dois gráficos distintos, nas laboratoriais a onda de tensão e a de corrente encontram-se sobrepostas, mas têm igual formato à da simulação, uma parte controla I_q (desfasamento) e outra controla I_d (a que vem até ao valor nulo).

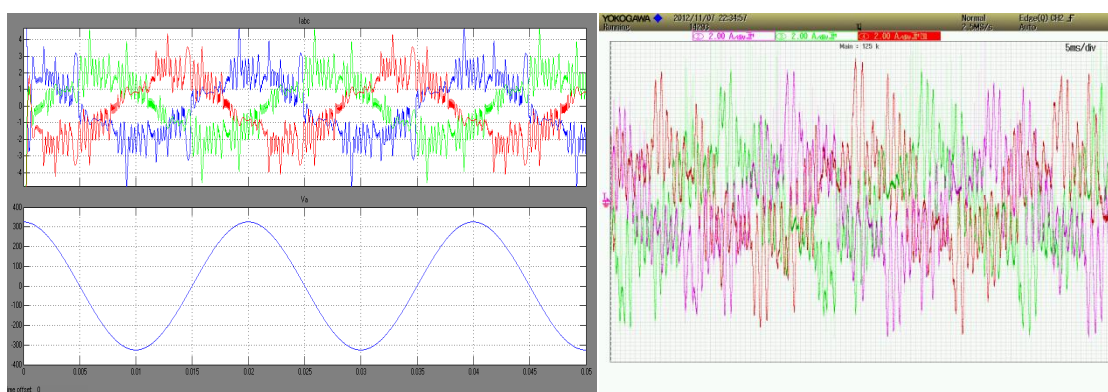


Figura 4-33 Comparação ondas trifásicas de entrada Matlab e Laboratório controlo dq

As ondas trifásicas da corrente de entrada encontram-se desfasadas de 120 graus, mas a amplitude dos picos observados no laboratório não ajuda à observação desse fenómeno. No

entanto na figura 4-34 consegue-se ver que o desfasamento é quase nulo, no entanto a forma de onda não permite que aproxime do fator de potência unitário.

A figura 4-33 e 4-34 têm a mesma representação na sua parte esquerda (MATLAB), sendo que as correntes trifásicas (Ia-azul, Ib-verde e Ic- vermelho) encontram-se na parte superior em Ampere e tensão Va em Volt (azul), encontra-se na parte inferior. Na figura 4.34, à direita tem-se Ia a magenta e Va a azul.

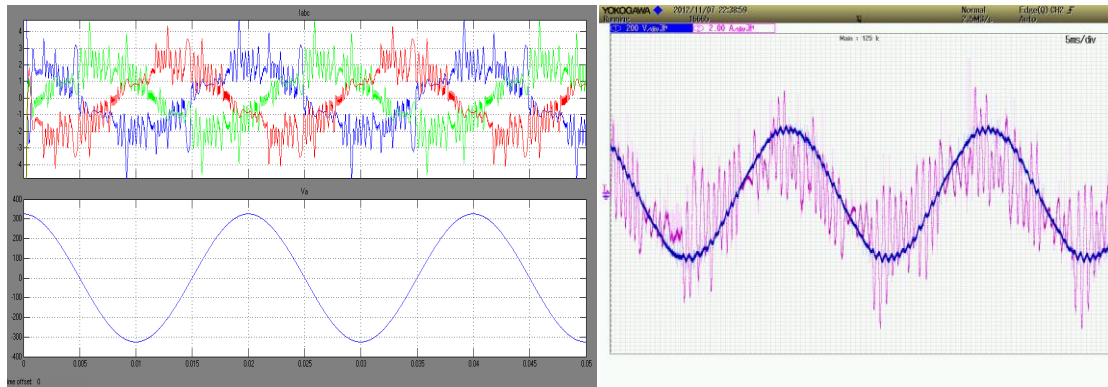


Figura 4-34 Comparação ondas corrente e tensão de entrada Matlab e Laboratório controle dq

4.4. Resultados com condensador na saída e aumento da bobina

Foi introduzido um condensador na saída de 470μF, aumentou-se a bobina de saída para 10μH introduziu-se a rotina de controle dq, com os seguintes parâmetros:

- Iqsetpoint=0
- Histereseiq=10
- Idsetpoint=2000
- Histereseid=100

Como se pode observar na figura 4-35 o controle está a ser realmente feito, com Id fixo (controlando a corrente de entrada) tem-se na saída potência constante. É de notar que ao aumentar a carga aplicada o conversor fornece a mesma potência, reduzindo a tensão (a azul) e aumentando a corrente (a magenta).

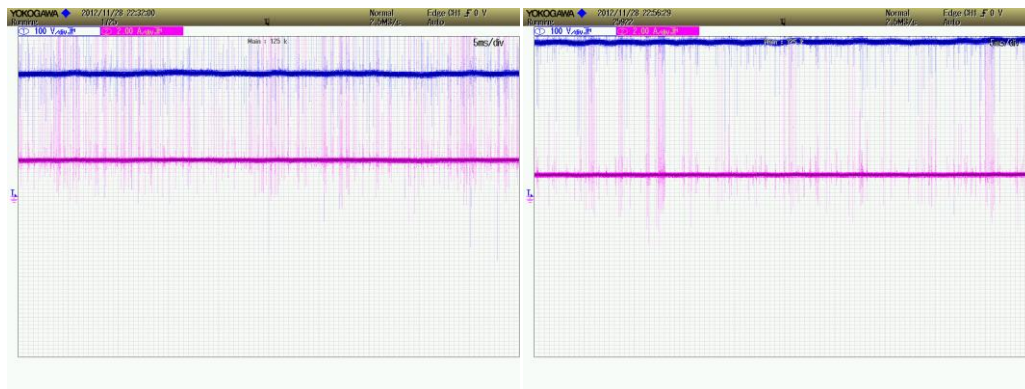


Figura 4-35 Comparação saída 20% e saída 10% de carga

Dados do analisador de energia Fluke 43 (colocado numa das fases de entrada medindo tensão simples e corrente de linha) para 20% de carga:

Tabela 4-7 Aumento da carga S e PF

%	Rc(Ω)	S(kVA)	Fator Pot.
20%	160	0,24	0,64
10%	213	0,20	0,61

Do quadro acima assinalado constata-se que ao existir uma duplicação da carga a mudança de consumo do conversor não a acompanha, pois encontra-se limitado pelo controlo do conversor. Quanto ao fator de potência, com o aumento de carga, melhora, pois o conversor acaba por comutar mais, podendo assim acertar a onda de corrente de acordo com a onda de tensão correspondente.

Capítulo 5

Conclusões

A tese baseia-se no controlo de um retificador com controlo de modo de deslizamento em corrente com o objetivo de se aproximar do fator de potência unitário. O controlo depende de seis amostragens, apenas da entrada, três de corrente de linha e as restantes das tensões compostas trifásicas. Dos estudos elaborados conclui-se que esse controlo é possível na prática.

Foi apresentado um estado da arte da tecnologia de baterias e controlo de carregadores mais em voga neste momento. Sempre que possível com algum enquadramento histórico.

Foi elaborado um protótipo para testar a teoria simulada previamente com o programa matlab. Para isso foram feitos os dimensionamentos, feitos os esquemas em multisim, as placas de circuito impresso em ultiboard e a programação em linguagem C, com auxílio de rotinas em assembler no programa Mplab IDE da Microchip. Todos os documentos são apresentados em anexo a esta tese para complementar a leitura aos leitores mais criteriosos.

Dos testes elaborados no capítulo 4 depreende-se o seguinte:

- O conversor reage em termos gerais da mesma forma que a simulação
- O retificador com controlo independente de cada uma das variáveis (I_q ou I_d) é bastante eficaz
- Quando se coloca controlo dq , a eficácia do controlo de I_q diminui (controlador a tentar controlar duas variáveis distintas, quando controla uma, deixa a outra sem controlo)
- Atingem-se melhores resultados quando se aumenta a frequência de comutação (ao diminuir-se a histerese – diminuição da superfície de deslizamento), no entanto os resultados deste item não são totalmente conclusivos devido à velocidade do microcontrolador poder estar a ser limitada com os cálculos complexos a que está obrigado.
- Ao controlar-se I_d consegue-se controlar a potência entregue à carga

Muito mais haveria a fazer, ficando aqui como propostas para estudos futuros quanto a este tema:

- Elaborar um HMI para o conversor
- Elaborar estudos de rendimento do conversor
- Estabelecer os regimes de carga por programação

- Estabelecer relações entre os dados da conversão do PIC, variáveis de controlo e a saída
- Testes de Interferência eletromagnética
- Testes de carga em elevados regimes
- Aumentar a frequência a que o conversor trabalha (PIC com maior velocidade, rotinas mais rápidas, agilizando o cálculo)

Foi um projeto completo com parte teórica bastante aprofundada de forma a adquirir um carácter pedagógico. A linguagem é acessível e os temas são expostos de forma a que mesmo os leitores menos especializados consigam seguir os princípios de funcionamento do conversor.

Bibliografia

1. [Online] <http://www.autoshop101.com/forms/h8.pdf>.
2. [Online] <http://www.abve.org.br/PF/ExibePF.asp?codigo=0003>.
3. **Times, New York.** green blogs . [Online] <http://green.blogs.nytimes.com/2012/06/27/cutting-the-eletric-bill-with-a-giant-battery/> .
4. **Velaro, Siemens.** Velaro. [Online] http://www.siemens.com/press/pool/de/materials/industry/imo/velaro_cn_en.pdf.
5. Tabela Geral de Aplicações. *Baterias de arranque, baterias de tracção, baterias estacionárias - Autosil.* [Online] [Citação: 11 de 12 de 2012.] http://www.autosil.pt/abrir/tabela_geral_de_aplicacoes.
6. **M. Hartman, T. Friedli, J.W. Kolar.** *Tree-phase unity power fator Mains interface high power EV battery charging systems.* Zurique, Suíça : Power Eletronic Systems Laboratory.
7. *A high power fator three-phase retifier based on adaptative current injetion applying buck converter.* **Zarco, Janda e Pejovic, Predrag.** s.l. : 9th International Conference on power Eletronics and Motion Control, EPE-PEMC 2000 Kotico, 2000.
8. **Dr. Dushan Boroyevich, Chair, Dr. Jason Lai, Dr. William Baumann.** *MODELING OF MULTI-PULSE TRANSFORMER.* Blacksburg, Virginia : s.n., Agosto de 2003.
9. **Swati Devabhaktuni, S.V.Jayaram Kumar.** *Control Theory and Informatics.* Jawaharlal Nehru Technological Univeristy, Hyderabad, Andhra Pradesh, India : ISSN 2225-0492, 2012.
10. **Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic.** *Fundamentals of Power Eletronics.* University of Colorado : KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, 2004.
11. *Analysis and Comparative Evaluation of a Three-Phase Three-Level Unity Power Fator Y-Retifier.* **Kolar, J. W., Drofenik, U., e Zach, F. C.** Zurich, Suíça : ETH Zurich, Power Eletronic Systems Laboratory, 2004.
12. *Evaluation of a Delta Connetion of Three Single-Phase Unity Power Fator Retifier Systems in Comparison to a Diret Three-Phase Realization.* **Kolar, J.W., Stögerer, F., and Nishida, Y.** Nuremberga, Alemanha : European Power Quality Conference, 2001.
13. *Simplified Control Technique for Three-Phase Retifier PFC Based on the Scott Transformer.* **Barbi, Ivo e A.A., Baldin.** Canadá : IEEE ISIE, 2006.
14. **Reid, Thorburn.** SOME EARLY TRATION HISTORY. *rawsonplace.* [Online] reescrito do Cassier's Magazine - Eletric Railway Number, August 1899. <http://www.rawsonplace.esmartdesign.com/commissioner/earlytration.html>.
15. Wikipedia. *switcher - wikipedia the free incyclopedia.* [Online]

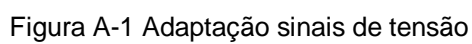
http://en.wikipedia.org/wiki/Switcher#cite_note-1.

16. **INOVFILDA -1ª Conferência "Energia e ambiente" - Baterias para veículos elétricos. Maia, José e Soares, Aldina.** Torres Novas, Portugal : EST - Instituto Politécnico de Setúbal, 2012.
17. **Diário da República, Iª Série.** *Diário da República, 1.ª série — N.º 3 — 6 de Janeiro de 2009 artigo 7º 1-b).* Lisboa, Portugal : Imprensa Nacional Casa da Moeda, 2009.
18. **Lithium Ion Batteries Technical Handbook.** s.l. : Panassonic, 2007.
19. **Michael Wixom, Suresh Mani, Chuanjing Xu, Biying Huang, Greg Less and Chris Silkowski.** Lithium Iron Phosphate Applications in Space Power Batteries.
https://batteryworkshop.msfc.nasa.gov/presentations/LilronPhos_Appl_Space_Pwr_Batt_MWixom.pdf. [Online]
https://batteryworkshop.msfc.nasa.gov/presentations/LilronPhos_Appl_Space_Pwr_Batt_MWixom.pdf.
20. **Batteries for eletric cars - Challenges, opportunities, and the outlook to 2020. Dinger, Andreas, Rippley, Martin e Mosquet, Xavier.** Dusseldorf, Alemanha : Boston consulting group, Inc, 2010.
21. **Cathode material for batteries the safe bridge to e-mobility. Clariant.** Munique, Alemanha : Clariant International Ltd, 2012.
22. **Marques, Gil.** *Dinâmica de Máquinas Elétricas.* 2002.
23. **IGBT Modules Application Manual.** s.l. : Fuji semicondutores, 2011.
24. **J. Fernando, A. Silva.** *Input LC filters for power converters.* Lisboa : IST, 2010.
25. **Ogata, Katsuhiko.** *Modern Control Engineering.* s.l. : Prentice-Hall International (4th Edition), 2002.
26. **Fujitsu.** *Coordinate transform AN706-00032-1v0-E.* s.l. : Fujitsu, 2011.
27. **Pires, Vitor.** Folhas de Qualidade de Energia Elétrica, IPS/ESTSetúbal
28. **F. Silva, V.Pires,** *Three-Phase Single-Stage Step-Up/Down Current Rectifiers With Sliding Mode PWM Current Controller and Low Sensitivity Voltage Regulator,* IEEE 2001

Anexo A.

Esquemas Eletrônicos

Neste anexo constam os diversos esquemas elétricos que constituem o carregador. Os esquemas foram elaborados em Multisim, tendo sido previamente simulados por partes separadas no mesmo programa. O esquema do microcontrolador foi desenvolvido de forma a poder ser utilizado noutros projetos, com todos os pinos do micro disponíveis na saída e interface para comunicação digital RS232.



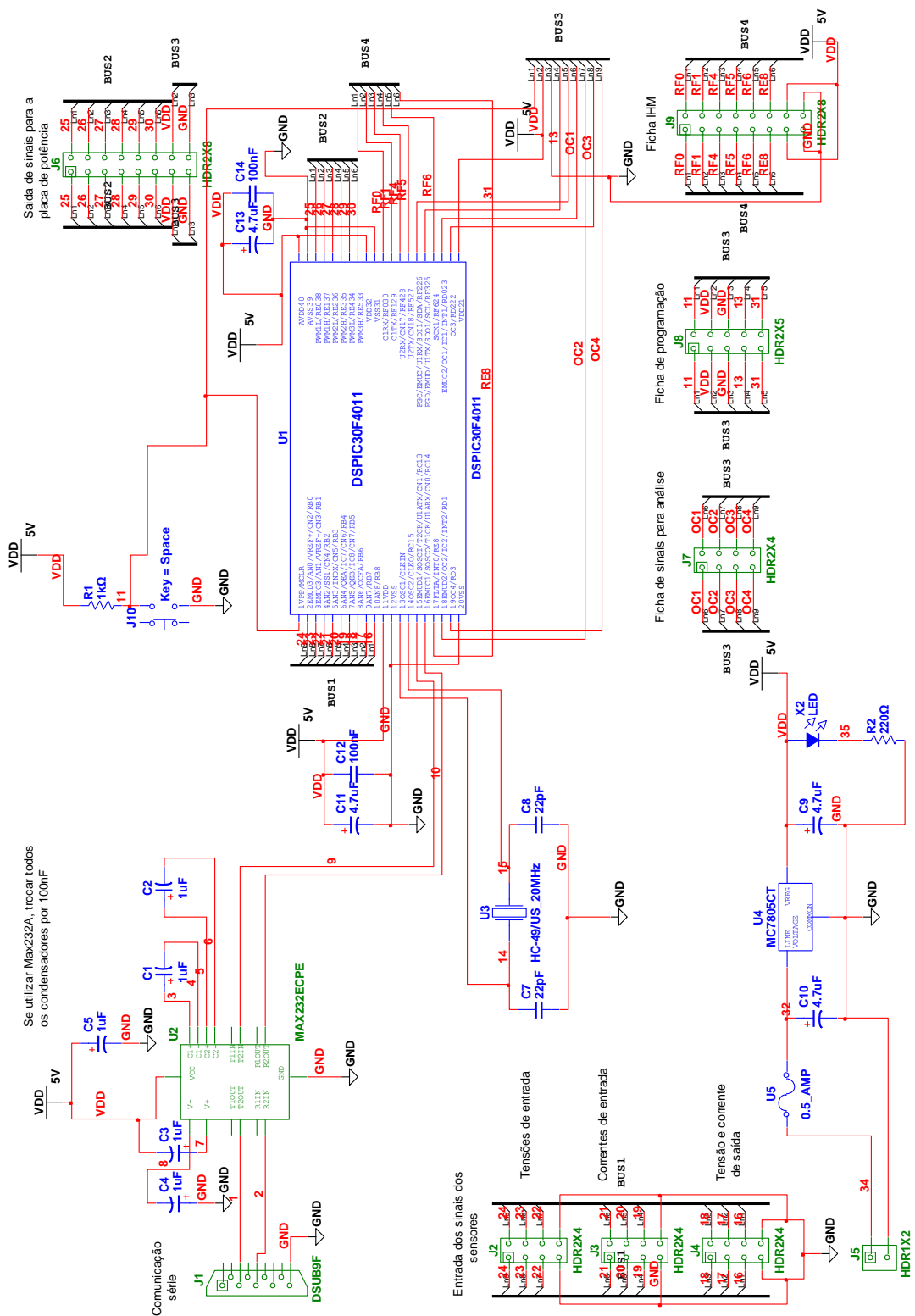


Figura A-2 Circuito do microcontrolador

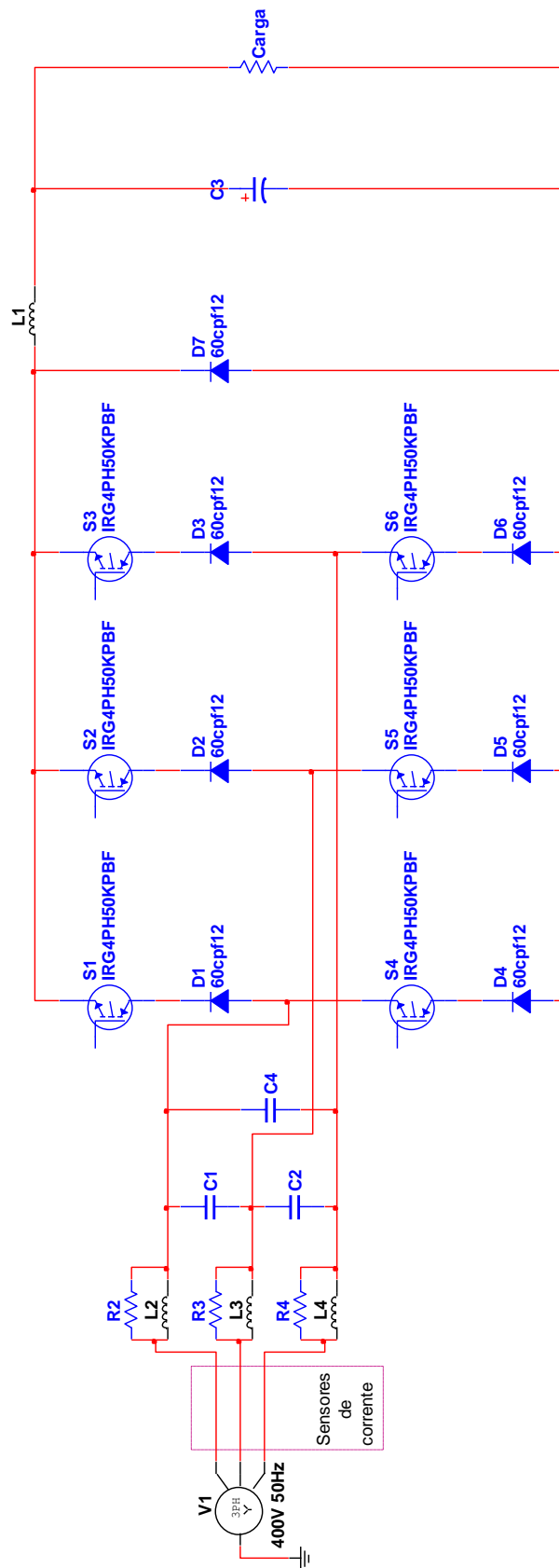
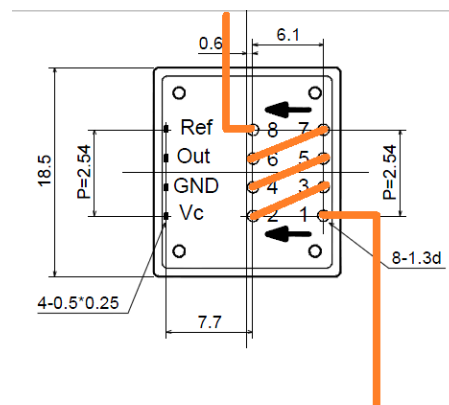
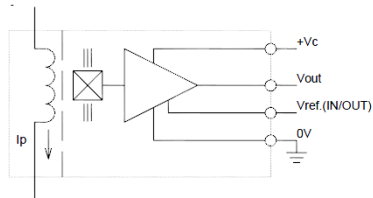
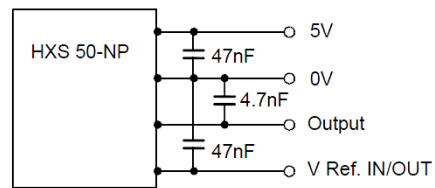


Figura A-4 Esquema de potência






Number of primary turns	Primary current		Primary resistance R_p [m ohm]	Primary insertion inductance L_p [uF]	Recommended PCB connections
	nominal I_{PN} [A]	maximum I_P [A]			
1	50	150	0.05	0.025	IN  OUT
2	25	75	0.2	0.1	IN  OUT
4	12.5	37.5	1	0.4	IN  OUT

Figura A-5 Circuito elétrico por fase, esquema de ligações implementado e esquemas de ligação possíveis

Anexo B.

Placas de circuito impresso

Neste anexo são apresentadas as diversas placas de circuito impresso elaboradas em Ultiboard e as suas simulações 3D.

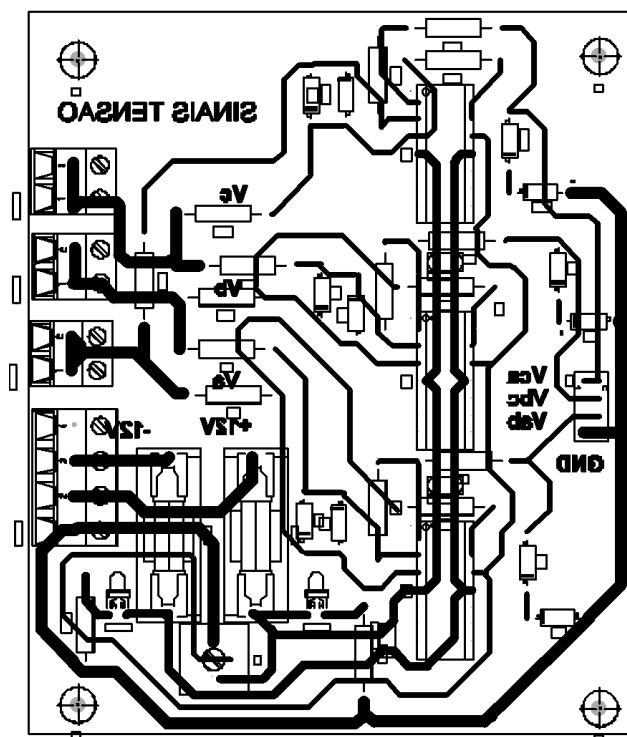


Figura B-1 Placa sinais de tensão

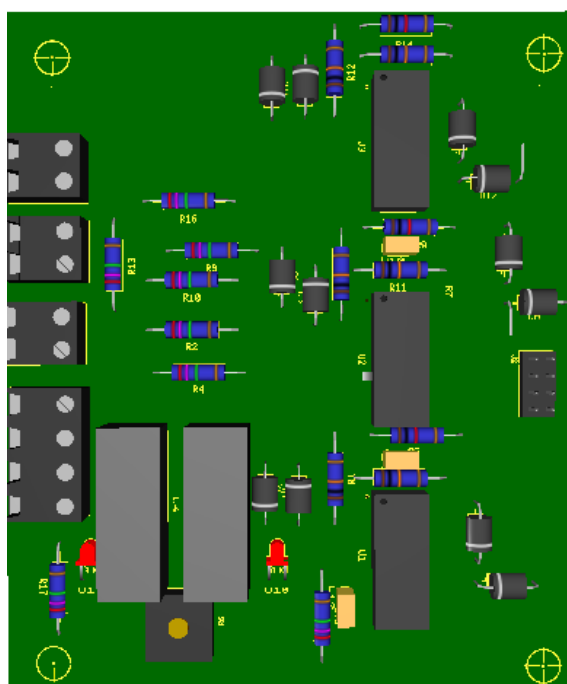


Figura B-2 Placa sinais de tensão 2D

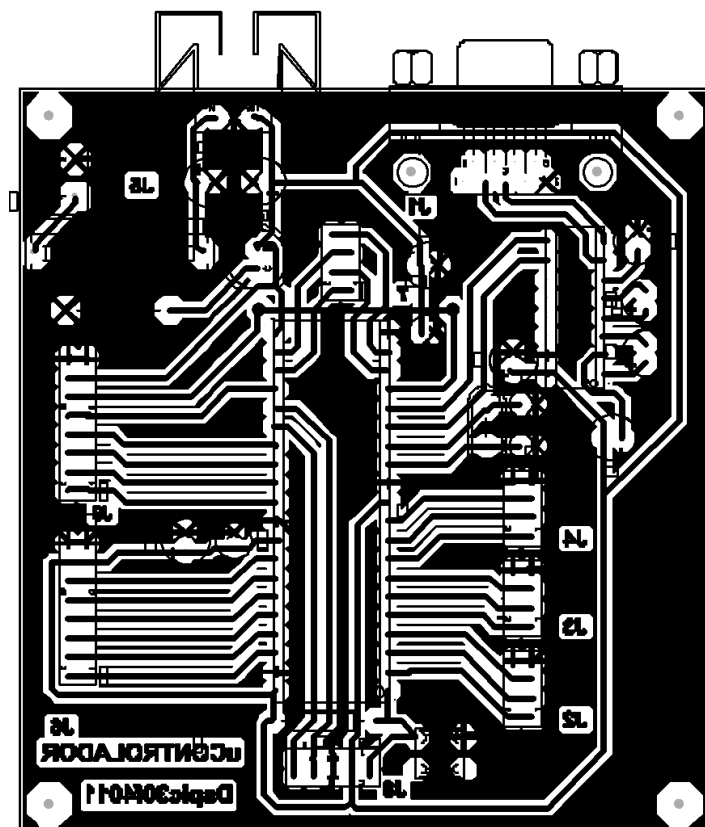


Figura B-3 Placa microcontrolador

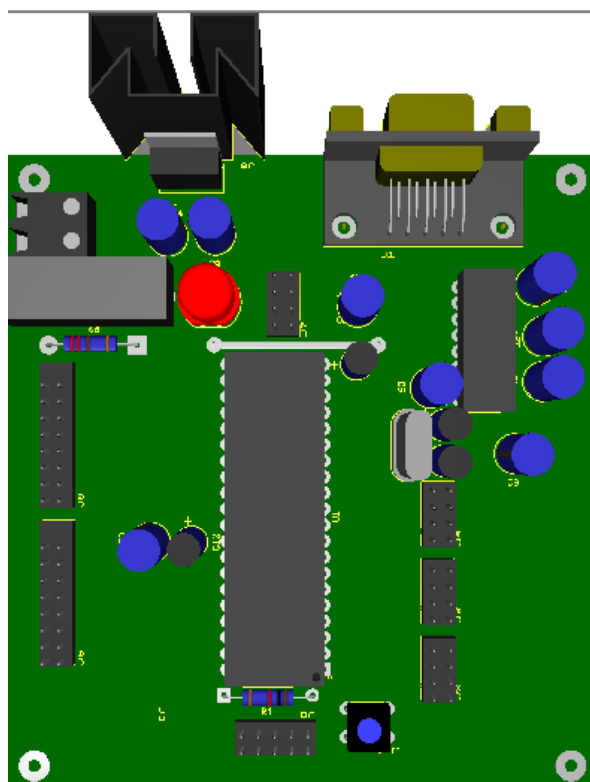


Figura B-4 Placa microcontrolador 2D

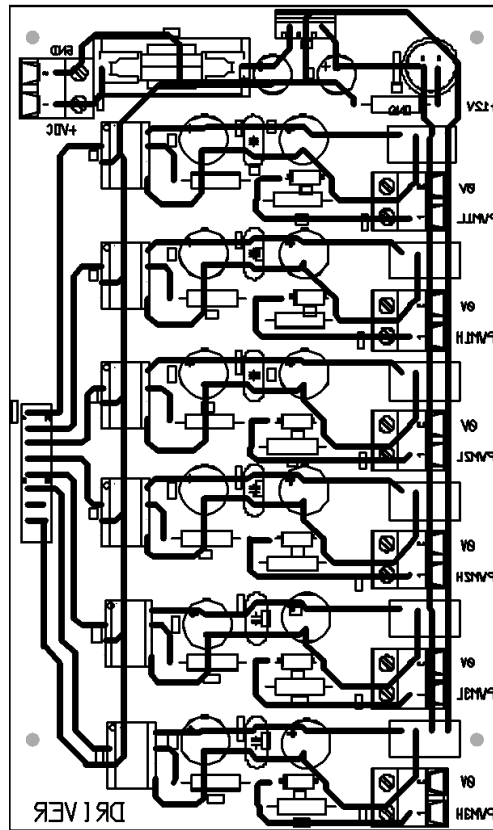


Figura B-5 Placa drivers

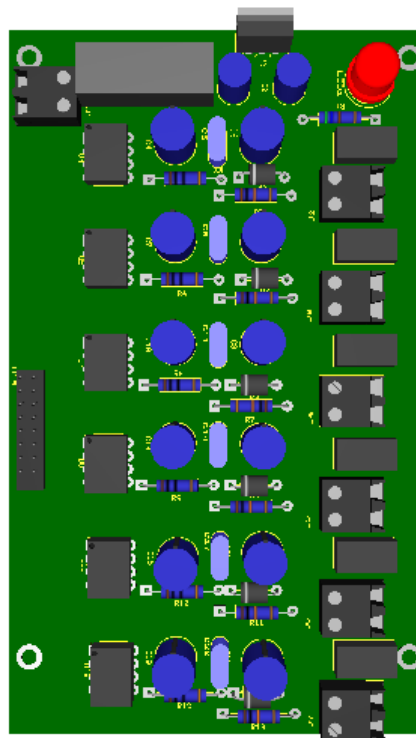


Figura B-6 Placa drivers 2D

Anexo C.

Fotografias do protótipo

Neste anexo são apresentadas algumas fotografias do protótipo construído para executar os testes.



Figura C-1 Dissipadores

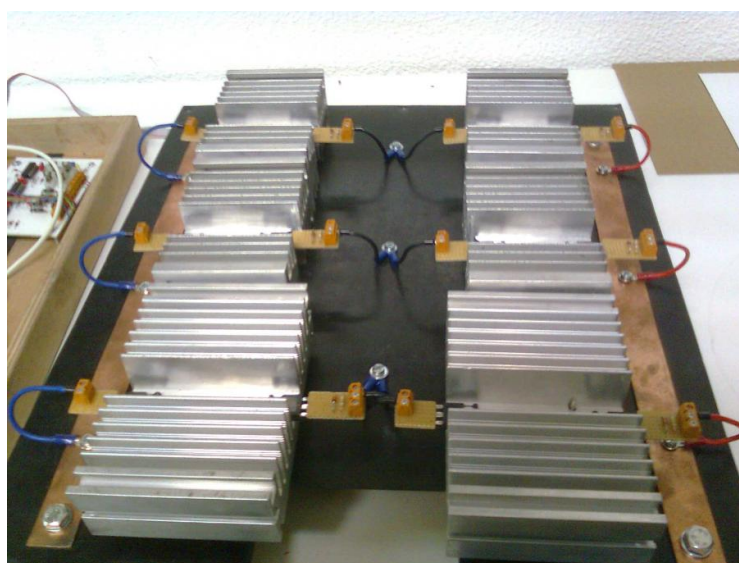


Figura C-2 Montagem da ponte de IGBT's

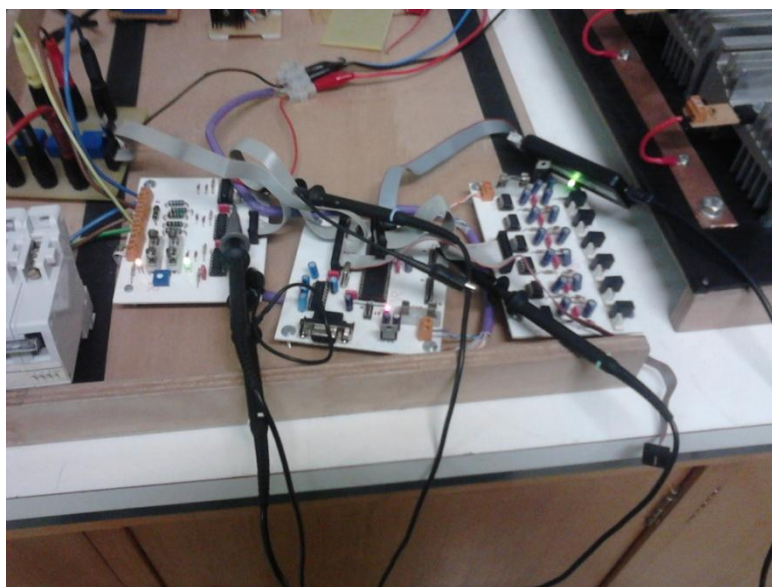


Figura C-3 Placas de controlo



Figura C-4 Protótipo em testes